3/10

Basis-schakelingen met dioden

Inhoud

3/10.1

Inleiding

Goede voeding: moeilijker dan het lijkt!

Het voeden van elektronische schakelingen is zonder enige twijfel het belangrijkste toepassings-gebied van dioden. Iedereen die zich bezig houdt met het ontwerpen en bouwen van elektronische schakelingen zal zonder meer onmiddellijk toegeven dat er van een storingsvrije en betrouwbare werking geen sprake kan zijn als de schakelingen niet uit een zeer goede voeding gevoed worden. Niemand zal ontkennen dat een goede gestabiliseerde voeding een van de meest onmisbare apparaten is op iedere elektronika-werkbank. Goede fabrieksklare voedingen zijn echter duur en vandaar dat voedingen waarschijnlijk de top-tien van de zelf gebouwde apparaten aanvoeren!

Hoewel het er, door het op de markt komen van goedkope geïntegreerde spannings-stabilisatoren en stroom-regulatoren, vaak op lijkt dat niets eenvoudiger is dan het zelf bouwen van een voedinkje, geldt dit toch maar in beperkte mate. Natuurlijk zal niemand willen ontkennen dat een trafootje, bruggelijkrichter, afvlak-elco en stabilisator van het type 7812 een uitstekende voeding vormen voor een klein schakelingetje. Als het er echter op aan komt professionele elektronica te ontwerpen – te denken valt aan analoog naar digitaal omzetters, digitaal naar analoog omzetters, nauwkeurige temperatuur-meters, etc. – dan worden er aan de voeding echter eisen gesteld, die niet meer vervuld kunnen worden met de beschreven eenvoudige opzet. Vaak immers hangt de nauwkeurigheid en stabiliteit van de ontworpen schakeling voor een niet onbelangrijk deel af van de nauwkeurigheid en stabiliteit van de uitgangsspanningen van de systeem-voeding. Hoe vaak komt het niet voor dat men ergens in een schakeling een nauwkeurige referentie-spanning nodig heeft en deze via een weerstand en een zenerdiode van de systeem-voeding afleidt! Uitstekend idee, als de systeem-voeding aan bepaalde stabiliteits-criteria ten opzichte van de omgevings-temperatuur voldoet. Als de voeding echter een vrij hoge temperatuurs-coëfficiënt heeft, kan men niet verwachten dat de referentiespanning zo stabiel blijft in functie van tijd en omgevingstemperatuur dat de naam "referentie-spanning" gerechtvaardigd is!

Een diode kan meer dan alleen maar voeden!

Van het fysische gegeven dat een diode stroom in slechts een richting doorlaat wordt niet alleen in voedings-schakelingen handig gebruik gemaakt.

Het proces "gelijkrichten" wordt bij-

10.1 Inleiding

voorbeeld net zo vaak gebruikt om informatie die op de een of andere manier in de gegevens van een wisselsignaal verborgen zit uit dit signaal te bevrijden. Men spreekt dan van "detecteren" en in iedere radio of TV zijn verschillende met dioden samengestelde detectoren noodzakelijk om de geluids- en beeld-informatie te bevrijden van het hoogfrequentie keurslijf, waarin zij op elektro-magnetische weg van de zender naar de ontvanger is getransporteerd.
Speciale met dioden samengestelde detectoren, men spreekt in dit kader van precisie-gelijkrichters, zijn ook nodig voor het meten van wisselspanningen en -stromen. Hoewel deze schakelingen in principe precies hetzelfde doen als de ordinaire 1 N 4004 silicium-diode in een voedinkje, zijn de praktische schakelingen veel en veel gecompliceerder omdat er bij het gelijkrichten van te meten wisselspanningen of -stromen een belangrijke factor om de hoek komt kijken, die bij voedingen niet aan de orde is: de nauwkeurigheid van de gelijkrichting!
De speciale eigenschappen van een diode maken het onderdeel ook uitermate geschikt voor het mengen van verschillende signaalbronnen. Men spreekt dan van diode-menging en in feite wordt dit principe in sterk vereenvoudigde vorm vaker toegepast dan men wel vermoed. In feite kan men iedere diodepoort, die bijvoorbeeld verschillende binaire signalen aan een uitgang aanbiedt zonder dat de individuele signalen elkaar beïnvloeden, opvatten als een diode-menger in de meest rudimentaire vorm.
Naast deze basis-toepassingen zijn er nog tal van bijzondere voorbeelden van diode-schakelingen te verzinnen, die in de meeste gevallen gebruik maken van de niet lineaire stroomspanning karakteristiek van het onderdeel. Met dioden kan men logaritmische omvormers samenstellen, de schaal van een meetinstrument comprimeren of expanderen en wisselspanning-signalen begrenzen zodat zij volgende schakelingen niet kunnen oversturen.

Kortom, over die eenvoudige diode valt heel wat zinnigs te vertellen! Omdat de meeste elektronici dioden op de eerste leren kennen in voedingen zullen de eerste paragrafen van dit hoofdstuk dan ook alle aspecten van de voedings-techniek behandelen.

De gestabiliseerde voeding

Iedere gestabiliseerde voeding, eenvoudig of ingewikkeld samengesteld, valt uiteen te rafelen in een klein aantal standaard basis-blokken. De netspannings-transformator, de gelijkrichter, de afvlakking, de regel-schakeling en de vermogenstrap.

De netspannings-transformator heeft twee functies. Op de eerste plaats is dit onderdeel noodzakelijk om de 220 V wisselspanning van het net om te zetten in een waarde, die meer geschikt is voor het omzetten naar de gelijkspanningen waarmee elektronische schakelingen over het algemeen functioneren. Men kan dit gelijkspannings-gebied begrenzen tussen ongeveer 3 V en 150 V, waarbij zeer speciale schakelingen zoals beeldbuizen die veel hogere spanningen nodig hebben buiten beschouwing worden gelaten.
Op de tweede plaats zorgt de voedingstrafo voor een volledig galvanische scheiding tussen het wisselspan-

10.1 Inleiding

ningsnet en de elektronica die door de voeding gevoed wordt. Deze functie is in feite net zo belangrijk als de eerste, want dank zij deze eigenschap van een transformator kan men bij een trafo-gevoed apparaat het metalen chassis of ieder punt, dat minder dan 40 V voert ten opzichte van dit chassis zonder erbij na te denken, aanraken. Het voor het voeden van het apparaat noodzakelijke vermogen wordt immers zuiver elektromagnetisch via de metalen kern van de trafo overgedragen van de primaire op de secundaire ontwikkeling. Er bestaat geen galvanische, dat betekent zuiver elektrisch geleidende, verbinding tussen de fase van het net en gelijk welk punt van de schakeling. Er kan dus geen resistieve spanningsdeler gevormd worden tussen de fase van het net en de aarde via het lichaam van de gebruiker van het apparaat. Hetgeen tot gevolg heeft dat er geen gevaar bestaat voor elektrocutie. Dit is een punt waar men bij het werken in niet trafogevoede apparatuur (televisies!) steeds goed rekening mee moet houden. Het wordt ten stelligste aangeraden dit soort apparatuur steeds via een scheidings-transformator op het net aan te sluiten alvorens men in de elektronica gaat meten of solderen.

De in de meeste gevallen omlaag getransformeerde spanning, die op de secundaire wikkeling van de trafo ter beschikking staat wordt omgezet in een pulserende gelijkspanning door de gelijkrichter. In de meeste gevallen wordt daarvoor een brugschakeling gebruikt, hoewel men ook wel eens meer exotische schakelingen zoals spanningsverdubbelaars of cascade-gelijkrichters aantreft.

De uitgangsspanning van de gelijkrichter is nog lang niet geschikt voor het sturen van de stabilisatiekring. De gelijkrichter vormt weliswaar een gelijkspanning, maar deze volgt getrouw de vorm van de halve sinusoidale perioden van het wisselspanning-signaal van de 50 Hz netspanning. Dat betekent dat het signaal 100 keer per seconde (bij dubbele gelijkrichters of brug-schakelingen, althans) een topwaarde bereikt, die gelijk is aan de maximale amplitude van de secundaire trafo-spanning en 100 keer per seconde gelijk wordt aan nul. De afvlakking heeft tot taak een soort spanningsbuffer te vormen, die opgeladen wordt op het moment dat de gelijkgerichte spanning maximaal is en spanning levert als de gelijkgerichte spanning lager wordt dan de maximale waarde. Dit is de zuiver fysisch-gevoelsmatige benadering van het proces "afvlakken". Wiskundig kan men de afvlakking beschouwen als een laagdoorlaatfilter met een zo laag mogelijk afsnij-frequentie dat de harmonischen van de 50 Hz netspanning verzwakt en de zuivere gelijkspanning doorlaat. In voedingen voor buis-schakeling was dit laagdoorlaatfilter ook duidelijk als dusdanig aanwezig onder de vorm van een spoel en een elektrolytische condensator. Omdat halfgeleiderschakelingen veel meer stroom verbruiken en met veel lagere spanningen werken, is het praktisch niet meer mogelijk een spoel te gebruiken. De spanningsval over de windingen zou te groot worden. Vandaar dat men nu alleen een grote elektrolytische condensator als afvlakker gebruikt en het laagdoorlaatfilter er eentje is van het RC-type. De R wordt gevormd door de resistieve weerstand van de windingen van de secundaire

wikkeling op de trafo en de impedantie van de dioden in de gelijkrichter.

De regel-schakeling werkt samen met de vermogenstrap en vormt de afgevlakte, maar alles behalve stabiele spanning, die over de condensator van de afvlakking staat om in een volledig wisselspanningsvrije en constante voedingsspanning voor de schakelingen wisselende vermogens van de voeding trekken. De totale voedingsstroom is dus afhankelijk is van het soort signaal (en de grootte ervan), dat op een bepaald moment verwerkt wordt. Deze wisselende stroom veroorzaakt over de inwendige weerstanden van de onderdelen van de voeding (trafo-kern, trafowindingen en dioden) een wisselende spanningsval, die er de oorzaak van is dat er een tamelijk groot verschil kan bestaan tussen de onbelaste en belaste spanning, die men over de afvlak-condensator kan meten. Deze spanningsfluctuatie wordt door de regelschakeling en de vermogenstrap weggewerkt.

In principe kan men stellen dat de vermogenstrap een extra weerstand in de voeding introduceert, waarvan de waarde bepaald wordt door de regelschakeling. Als de stroom, die de voeding levert, stijgt en dus de spanningsval toeneemt over de genoemde paracitaire inwendige weerstanden van de voeding, dan zorgt de regelschakeling ervoor dat de extra weerstand van de vermogenstrap, die in de stroom-keten staat automatisch kleiner wordt. De totale weerstand van de voeding blijft constant en dus ook de totale spanningsval. De uitgangsspanning van de gestabiliseerde voeding blijft bijgevolg ook constant. Vandaar dat het voor een goede stabilisatie noodzakelijk is dat de minimale spanning die over de afvlakcondensator kan optreden steeds minstens enige volt hoger is dan de gewenste gestabiliseerde uitgangsspanning. Alleen dan kan de regelschakeling de variabele weerstand van de vermogenskring in voldoende mate sturen om onder alle omstandigheden de uitgangsspanning te stabiliseren.

Met het op de markt verschijnen van batterij-gevoede apparatuur, die hoge eisen stelt aan de constantheid van de voedingsspanning, zijn er echter speciale schakelingen ontwikkeld, waarbij het volstaat dat er slechts enige tienden van een volt spanningsverschil aanwezig is tussen de minimale ongestabiliseerde spanning en de gewenste waarde van de gestabiliseerde voedingsspanning. Deze zogenaamde “low drop” spanningsregelaars hebben als groot voordeel dat er nauwelijks vermogen in de regelschakeling wordt gebruikt en de levensduur van de batterijen toeneemt.

3/10.2 Gelijkrichter-schakelingen

Inleiding

Gelijkrichter-schakelingen worden ingezet daar waar een wisselspanning of -stroom moet worden omgezet in een gelijkspanning of -stroom. Daarbij moet men niet alleen denken aan voedingen, maar ook aan toepassingen in het gebied van de hoogfrequent-techniek of bij meet-schakelingen.

Er bestaat een verschil tussen de zogenaamde passieve gelijkrichter-schakelingen. Passieve gelijkrichters bestaan

10.2 Gelijkrichter schakelingen

uit niets meer dan een of meerdere dioden en deze schakelingen worden hoofdzakelijk gebruikt voor het gelijkrichten van de secundaire trafo-spanning in voedingen. Voor het demoduleren van amplitude-gemoduleerde hoogfrequent signalen worden in de meeste gevallen ook passieve gelijkrichters gebruikt.

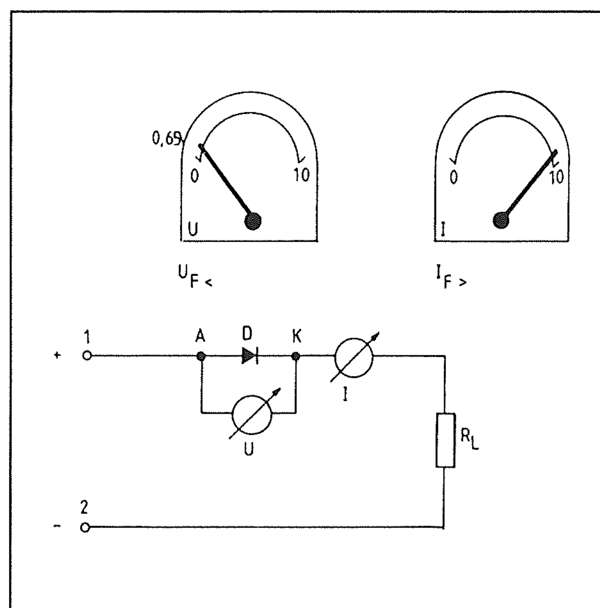
Actieve gelijkrichters treft men hoofdzakelijk in de meettechniek aan, waar het er op aan komt een wisselspanning zo nauwkeurig mogelijk om te zetten in een gelijkspanning waarvan de waarde een maat is voor de grootte van de wisselspanning. De niet ideale karakteristieken van een diode bij het verwerken van kleine spanningen moeten dan gecompenseerd worden door een actieve schakeling, waarvoor men in de meeste gevallen een of meerdere operationele versterkers toepast. Hoewel de gelijkricht-diode bij deze soms zeer complexe schakelingen schijnbaar een ondergeschikte plaats inneemt, is zij toch het hart van de gelijkricht-schakeling!

De gelijkricht-diode

De werking van iedere gelijkrichterschakeling berust op de fysische eigenschap van een diode slechts in één richting stroom door te laten. Eigenlijk is deze populaire benadering niet helemaal juist, men moet zeggen dat een diode een onderdeel is dat in de ene richting, sper-richting genaamd, een stroom doorlaat die slechts een fractie is van de stroom die er in de andere richting, doorlaat-richting genaamd, kan doorheen vloeien. De doorlaatstroom moet men I_F naar het Engelse Forward Current, de sperstroom I_R naar het Engelse Reverse Current. Volledig analoog spreekt men van de voorwaartse spanning U_F die over de diode staat als het onderdeel de doorlaatstroom geleidt en van de sperspanning U_R als de diode de sperstroom doorlaat. Voor een silicium-diode bedraagt de doorlaat-spanning ongeveer 0,65 V, voor een germanium-diode ongeveer 0,35 V. De juiste waarde is echter afhankelijk van de grootte van de doorlaat-stroom en de temperatuur van het onderdeel.

Om een diode in doorlaat te schakelen moet men op de anode een positieve spanning aanleggen ten opzichte van de spanning op de kathode.

In figuur 3/10.2-1 is het basis-schema getekend, waarmee men alle eigenschappen van een diode kan onderzoeken. Met de gelijkspannings-meter U meet men de spanning over de diode, de gelijkstroom-meter I meet de grootte van

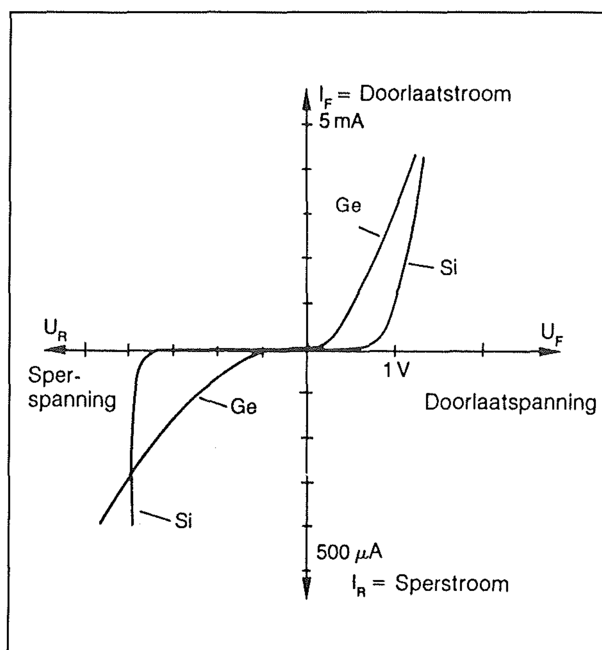


Figuur 3/10.2: Een silicium-diode in doorlaatrichting geschakeld vertoont een diffusie-spanning van ongeveer 0,65 V, die zo goed als constant blijft als de stroom stijgt.

de stroom die door het onderdeel vloeit. De schakeling wordt aangesloten op een instelbare gelijkspannings-bron waarvan de uitgangsspanning van 0 V regelbaar is. Tot een voedingsspanning van ongeveer 0,5 V slaat de stroom-meter niet uit. De volledige voedingsspanning staat over de diode. Men kan besluiten dat de diode een zeer grote inwendige weerstand heeft.
Als men de voedingsspanning verhoogt tot ongeveer 0,65 V merkt men dat de naald van de stroom-meter begint uit te slaan. De inwendige weerstand van de diode is kleiner geworden. Naarmate men de uitgangsspanning van de voeding verhoogt zal ook de stroom door de kring verhogen, terwijl de spanning over de diode ongeveer constant blijft op de waarde van 0,65 V. Men kan daaruit besluiten dat de weerstand van de diode daalt naarmate de stroom door het onderdeel vergroot. Was dat niet zo, dan zou het vergroten van de stroom een gelijkmatige vergroting van de spanning over de diode tot gevolg hebben! Uit de universeel geldende wet van Ohm volgt immers dat de spanning over een onderdeel gegeven wordt door:
$U = I : R$

De transfer-karakteristiek
Het verband tussen de doorlaat-stroom I_F en de doorlaat-spanning U_F kan het best worden voorgesteld onder de vorm van een zogenaamde transfer-karakteristiek. Dat is een grafiek, waarin op de horizontale as de waarde van de spanning over een onderdeel wordt gegeven en op de vertikale as de waarde van de stroom door het onderdeel. Voor iedere waarde van de stroom meet men de overeenkomstige spanning. Na het trekken van horizontaal en vertikaal lijntje uit de gemeten waarden op de ontstaat een punt P, het werkpunt van het onderdeel onder de gemeten omstandigheden. Voert men een groot aantal metingen grafisch in op het assenstelsel dan vormen alle werkpunten een lijn of kromme, de transfer-karakteristiek van de diode. Het interessante van een transfer-karakteristiek is dat men uit de helling van de kromme ten opzichte van de horizontale as kan bepalen hoe de inwendige weerstand van het onderdeel verloopt in functie van de spanning over of de stroom door het onderdeel.
Verloopt de kromme volledig horizontaal, dan zal een spannings-variatie over het onderdeel geen stroom-variatie tot gevolg hebben. De inwendige weerstand van het onderdeel is oneindig hoog, het onderdeel is dus een ideale isolator. Verloopt de kromme daarentegen volledig vertikaal, dan zal zelfs de kleinste spannings-variatie een zeer grote stroom-stijging tot gevolg hebben. De inwendige weerstand van het onderdeel is dan gelijk aan nul, hetgeen overeen komt met een perfecte geleider. Uit de transfer-karakteristiek van een diode, getekend in figuur 3/10.2-2, blijkt duidelijk dat de inwendige weerstand van een diode varieert tussen zo goed als oneindig en zo goed als nul als de doorlaat-stroom stijgt.
Dit is tegelijkertijd een zeer nuttige en zeer vervelende eigenschap van dioden.
Nuttig, omdat deze eigenschap bijvoorbeeld erg goed bruikbaar is voor het samenstellen van met dioden samengestelde elektronische verzwakkers en men de niet lineaire karakteristiek van een diode kan gebruiken in speciale schakelingen zoals mengers. Vervelend, omdat deze niet constante weerstand tot gevolg heeft dat de diode zich heel

10.2 Gelijkrichter schakelingen



Figuur 3/10.2-1: De zogenaamde transfer-karakteristiek van halfgeleidende dioden met germanium en silicium als grondstof vergeleken.

anders gedraagt bij het gelijkrichten van zeer kleine spanningen dan bij het gelijkrichten van grote signalen.

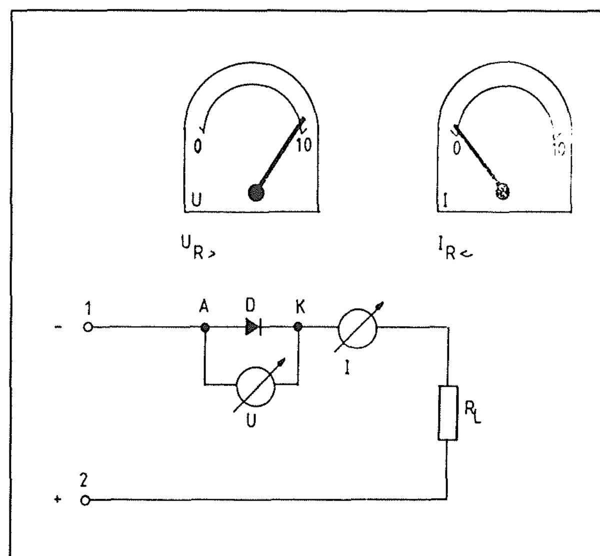
De vanaf een bepaalde doorlaat-stroom tamelijk constante doorlaat-spanning noemt men de diffusie-spanning van de diode. De waarde van deze spanning is afhankelijk van het halfgeleidende materiaal waaruit de diode is samengesteld en bedraagt ongeveer 0,65 V bij silicium en ongeveer 0,35 V bij germanium.

Door het niet linaire verband tussen stroom en spanning is het niet mogelijk de inwendige weerstand van een diode zonder meer te definiëren. Men onderscheid de statische en de dynamische weerstand. De statische waarde is de weerstand die geldt voor een bepaalde stroom en een bepaalde spanning.

De dynamische weerstand wordt berekend door het quotiënt te berekenen tussen de spannings-fluctuatie ΔI.
In formule-vorm:

$$\Delta R = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

Hoe kleiner de dynamische weerstand van een diode is, hoe steiler de transfer-karakteristiek verloopt.



Figuur 3/10.2-3: Bij het voeden van een dioden in sper-richting staat de volledige ingangsspanning over de diode en bedraagt de stroom slechts enige µA maximaal.

In figuur 3/10.2-3 zijn het schema en de meet-resultaten getekend als men een diode in sperrichting met een gelijkspanning verbindt. De spanning over de diode is nu zo goed als gelijk aan de uitgangsspanning van de voeding en de stroom die door de diode vloeit is nauwelijks meetbaar. Het onderdeel heeft dus een zeer grote weerstand en in sper is er geen verschil tussen de statische en de dynamische weerstand.

10.2 Gelijkrichter schakelingen

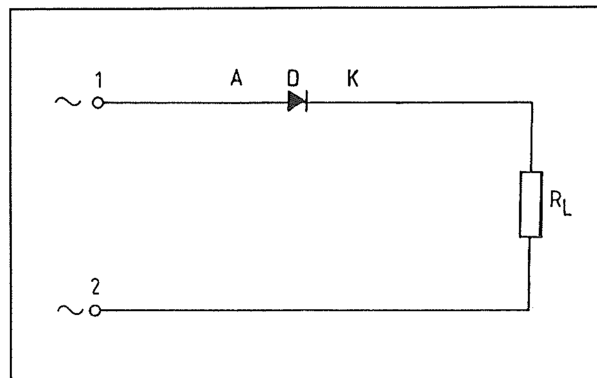
Als men de spanning te groot maakt zal men bij een germanium-diode vaststellen dat de stroom opeens begint te stijgen. De maximale sper-spanning van de diode is overschreden, men spreekt van doorslag van het onderdeel en van de doorslagspanning waarbij dit verschijnsel ontstaat.
Het doorslag-punt is bij silicium-dioden veel beter bepaald. In feite werkt een silicium-diode in sper ongeveer zoals een zener-diode met een scherpe knik in de transfer-karakteristiek bij het doorslag-punt. Het enige, niet geheel onbelangrijke punt is dat een zener-diode ontwikkeld is om in dit gebied te werken terwijl een gewone silicium-diode in de meeste gevallen stuk gaat als men de sper-spanning tot over de doorslag-grens opvoert!

De sper-stroom onder de doorslag-spanning schommelt tussen de enige μ en enige nA, afhankelijk van het materiaal waaruit de diode is vervaardigd en de technologie van het fabrikageproces. Er bestaan echter speciale dioden met een zeer lage sper-stroom, waarbij waarden van enige pA geen uitzondering zijn. Deze worden bijvoorbeeld gebruikt na de hoog-ohmige spanningsdeler van digitale universeelmeters om de ingangskring te beschermen tegen te hoge meet-spanningen.

Vaak wordt de sper-stroom ook de lekstroom van de diode genoemd.

De enkelvoudige gelijkrichter

De enkelvoudige gelijkrichter bestaat uit niets meer dan het basis-schema van de vorige figuren waar men in plaats van een gelijk- een wissel-spanning op aansluit. Het schema is ten overvloede nog eens getekend in figuur 3/10.2-4.

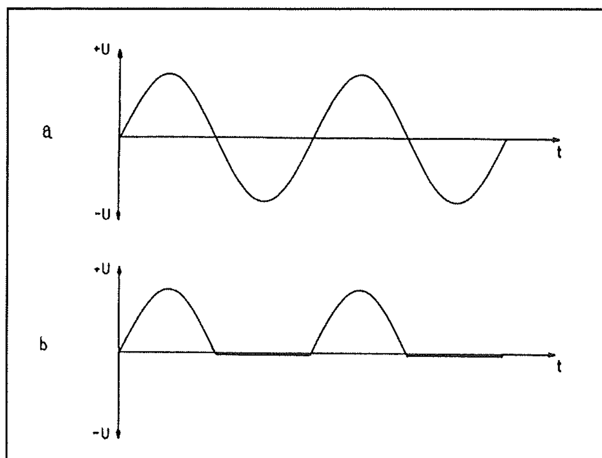


Figuur 3/10.2-4: Bij het aanleggen van een wisselspanning over de serieschakeling van een diode en een weerstand zal de diode afwisselend in doorlaat en in per geschakeld worden, waardoor alleen de positieve halve perioden van de spanning over de weerstand verschijnen.

De werking van de schakeling is aan de hand van de kennis van de fundamentele eigenschappen van een diode duidelijk. De wisselspanning op de ingang wisselt voortdurend van polariteit. Als klem 1 positief is ten opzichte van klem 2 wordt de anode van de diode positief ten opzichte van de kathode en staat het onderdeel in de doorlaat-richting ingesteld. De dynamische weerstand van het onderdeel bedraagt dan slechts enige tientallen ohm, bijna de volle spanning van de ingang staat over de belastings-weerstand R_L.
De spanning over de belasting volgt de halve positieve sinus van de ingangsspanning, minus de momentele waarde van de diffusie-spanning.

Als de ingangsspanning kleiner wordt dan +0,65 V gaat de diode in sper en deze toestand blijft gehandhaafd gedurende de volledige negatieve halve periode van de sinus. De anode van de

10.2 Gelijkrichter schakelingen



Figuur 3/10.2-5: Verband tussen de in- en de uitgangsspanning van de enkelvoudige gelijkrichter grafisch toegelicht.

diode staat dan immers op een potentiaal dat kleiner is dan de spanning op de kathode.

Het spannings-verloop over de belastings-weerstand is getekend in figuur 3/10.2-5. De gelijkgerichte spanning is alles behalve een ideale gelijkspanning, maar het is in ieder geval een gelijkspanning omdat voldaan is aan het meest fundamentele kenmerk van zo'n spanning: de polariteit wisselt niet in functie van de tijd!

Omdat de enkelvoudige gelijkrichter slechts gebruikt maakt van een halve periode van het wisselspanningssignaal kunnen schakelingen die uit zo'n gelijkrichter gevoed worden slechts iets meer dan de helft van het maximale vermogen van de trafo benutten. De werkings-graad, ook rendement genoemd, van de gelijkrichter bedraagt minder dan 50%, omdat de schakeling slechts begint stroom te leveren als de spanning op de anode 0,65 V positiever is dan de spanning op de kathode.

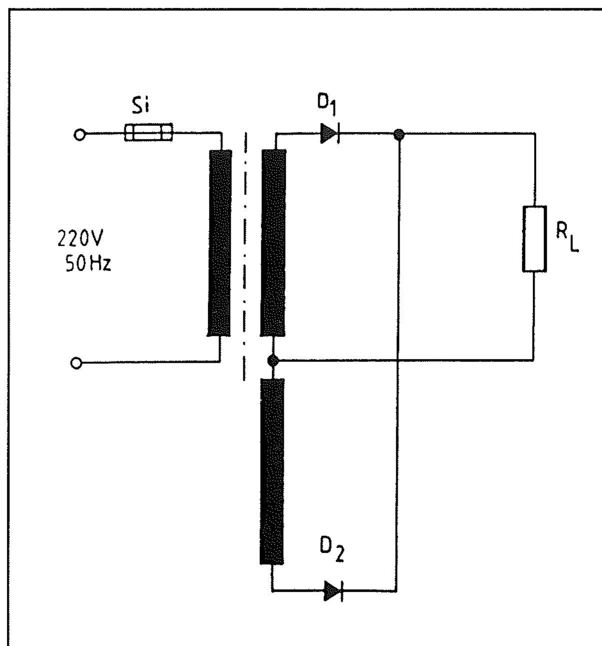
Een tweede nadeel van de enkelvoudige gelijkrichter is dat de geleiding/sperverhouding 1 op 1 bedraagt, waardoor grote problemen ontstaan bij de afvlakking van de gelijkgerichte spanning. De reservoir-elco laadt slechts even op bij de top van de positieve halve periode en moet gedurende de rest van de volle periode de taak van de net-trafo en gelijkrichter overnemen! Er wordt zoveel lading uit de elco onttrokken, dat de spanning over het onderdeel behoorlijk daalt en er een flinke rimpel op de spanning ontstaat.

De dubbele gelijkrichter

Deze schakeling wordt ook wel eens foutief de tweefase gelijkrichter genoemd. Foutief, omdat er geen sprake is van twee fasen, maar van twee halve perioden die door de schakeling in gelijkspanning worden omgezet.
De dubbele gelijkrichter bestaat in feite uit niets meer dan twee enkelvoudige gelijkrichters, waarvan de uitgangen met elkaar zijn verbonden en de ingangen gevoed worden met twee wisselspanningen, die onderling een fase verschuiving van 180 graden vertonen. Op het moment dat de ene spanning een positieve halve periode doorloopt, is de tweede spanning bezig aan de negatieve halve periode. Dit geldt uiteraard ook omgekeerd, zodat of de ene gelijkrichter of de andere in doorlaat staat ingesteld en beide gelijkgerichte positieve halve perioden aan de verbruiker worden aangeboden.

Het schema van de dubbele gelijkrichter is getekend in figuur 3/10.2-6. Voornaamste kenmerk van deze schakeling is dat er gebruik gemaakt moet worden van een voedings-trafo met twee iden-

10.2 Gelijkrichter schakelingen

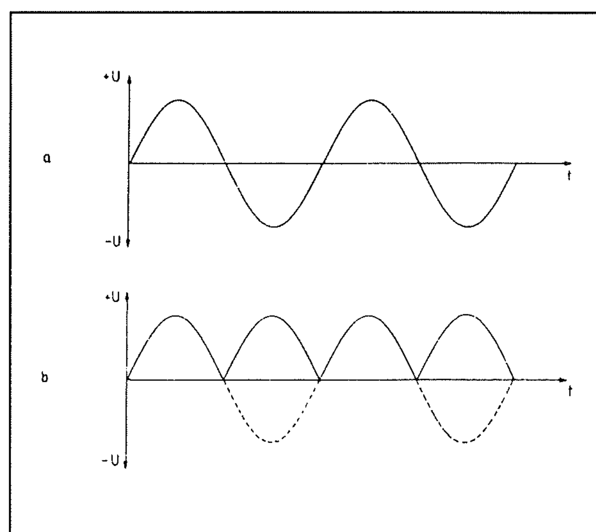


Figuur 3/10.2-6: Samenstelling van de dubbele gelijkrichter met twee dioden en trafo met secundaire wikkeling met midden-aftakking.

tieke secundaire wikkelingen. Omdat beide wikkelingen een gemeenschappelijk punt hebben, de massa van de schakeling, treft men vaak trafo's aan met slechts één secundaire wikkeling met echter een aftakking precies in het midden van het aantal windingen.
De belastingsweerstand R_L is geschakeld tussen de twee kathoden van de dioden en de gemeenschappelijke massa-lijn.

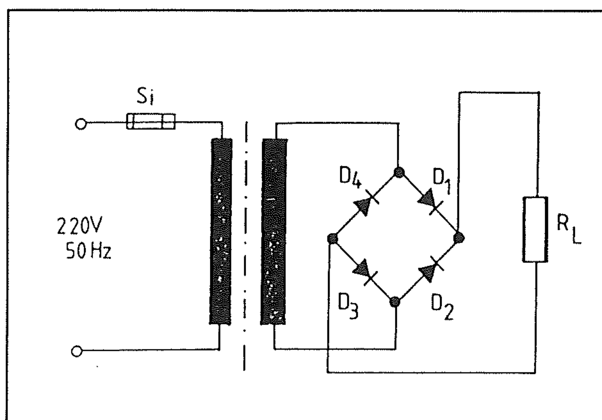
Als de bovenste aansluiting van de secundaire wikkeling van de trafo positief is ten opzichte van de massa, dan zal de onderste aansluiting negatief zijn. Diode D1 staat in doorlaat geschakeld, diode D2 in sper. De spanning van de bovenste helft van de secundaire wikkeling verschijnt over de belastings-weerstand. Als de polariteit van de netspanning omdraait wordt de bovenste aansluiting negatief ten opzichte van de massa en de onderste positief. Diode D1 gaat nu sperren, diode D2 geleiden. De spanning van de onderste helft van de secundaire wikkeling belandt over de belasting.
Het gevolg is dat er over de weerstand twee opeenvolgende positieve halve perioden ontstaan, afwisselend afkomstig van de bovenste en van de onderste helft van de secundaire wikkeling.

Het resultaat van deze automatische elektronische omschakeling is getekend in figuur 3/10.2-7. Over de belasting ontstaat een met 100 Hz pulserende gelijkspanning.
Dit is het enige voordeel van deze schakeling boven de eenvoudige gelijkrichter. Het nadeel van de lage werkingsgraad blijft bestaan want ook nu leveren de twee halve wikkelingen slechts gedurende iets meer dan de helft van de periode vermogen.



Figuur 3/10.2-7: Verband tussen de wissel- en de gelijkgerichte spanning bij de dubbele gelijkrichter.

10.2 Gelijkrichter schakelingen



Figuur 3/10.2-8: Schakeling van de brug-gelijkrichter, die gevoed kan worden uit een enkelvoudige secundaire wikkeling.

Een tweede nadeel is dat de trafo ingewikkelder van bouw is en er meer kopergewicht noodzakelijk is vanwege de eis dat er twee identieke secundaire wikkelingen aanwezig zijn. De trafo is het duurste onderdeel van een voeding en zeker bij schakelingen die grote vermogens moeten leveren is het gebruik van een dubbele gelijkrichter zeer onrendabel!

De brug-gelijkrichter

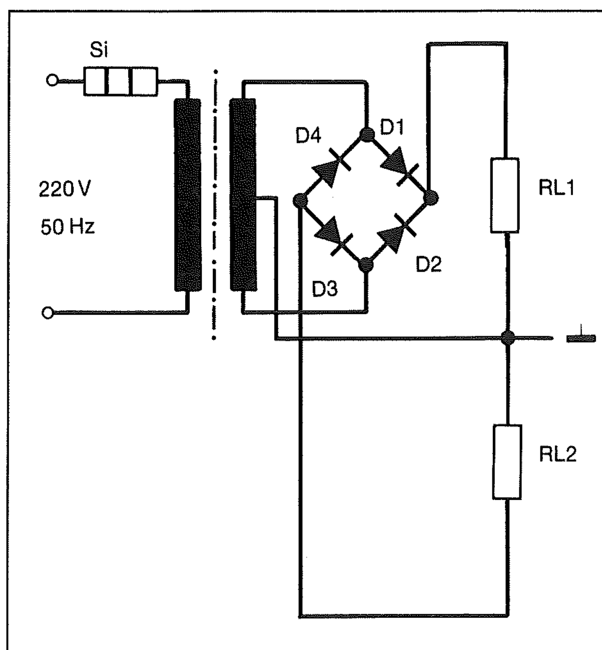
Bij de brug-gelijkrichter wordt er ook gebruik gemaakt van een elektronische omschakeling, maar nu wordt slechts één trafo-wikkeling gebruikt waarvan de twee aansluitingen door vier dioden afhankelijk van de polarieit van de trafo-spanning of in de ene of in de andere richting met de belasting worden verbonden. De vier dioden van het schema uit figuur 3/10.2-8 vormen in feite een dubbelpolige omschakelaar tussen de aansluitingen van de secundaire wikkeling en de aansluitingen van de belastings-weerstand.
Als de bovenste trafo-aansluiting positief is ten opzichte van de onderste zal de stroom via D1, R_L en D3 afvloeien naar de negatieve onderste aansluiting van de trafo-wikkeling. De stroom doorloopt de weerstand van boven naar onder. Als de polariteit van de netspanning omwisselt en de onderste aansluiting positief wordt ten opzichte van de bovenste zal de stroom via de diode D2, de weerstand R_L er de diode D4 terug vloeien naar het negatieve punt. Ook nu vloeit de stroom van boven naar onder door de weerstand.

Het praktische resultaat van de brug-gelijkrichter is te vergelijken met dat van de dubbele gelijkrichter. Over de belastings-weerstand ontstaat een met 100 Hz pulserende gelijkspanning. maar nu worden zowel de positieve als de negatieve halve periode van de secundaire trafo-spanning gebruikt voor het leveren van energie aan de schakeling. Het rendement van de gelijkrichting neemt dus aanmerkelijk toe, terwijl men met een goedkopere trafo met slechts een enkele secundaire wikkeling kan volstaan.
Enige nadeel van de brug-gelijkrichter is dat er steeds twee dioden in serie met de stroom-kring zijn opgenomen, zodat de spanning over de belastings-weerstand gelijk is aan de momentele waarde van de secundaire trafo-spanning minus twee maal de diffusie-spanning van een diode.

De brug als symmetrische gelijkrichter

In de moderne elektronica worden vele schakelingen symmetrisch gevoed. Dat wil zeggen dat er twee voedingsspanningen noodzakelijk zijn, die absoluut gezien even groot zijn, maar een tegengestelde polariteit hebben. De meeste

10.2 Gelijkrichter schakelingen



Figuur 3/10.2-9: De symmetrische brug-gelijkrichter wekt twee even grote, maar tegengesteld gepoolde gelijkgerichte spanningen op uit een trafo met secundaire wikkeling met midden-aftakking.

op-amp schakelingen worden bijvoorbeeld gevoed uit positieve en negatieve spanningen van 12 of 15 V.
Ook de gelijkrichter moet dan twee even grote, maar de tegengestelde polariteit bezittende spanningen uit de secundaire trafo-spanning opwekken.

Door het combineren van een brug-gelijkrichter met een transformator met secundiare wikkeling met midden-aftakking is dit zeer eenvoudig mogelijk. Het schema is getekend in figuur 3/10.2-9. De middenaftakking van de secundaire trafo-wikkeling is verbonden met de massa-leiding van de schakeling. De twee wisselspanningsaansluitingen van de brug, de knooppunten D1-D4 en D2-D3, gaan naar de buitenste aansluitingen van de secundaire wikkeling. Als de bovenste aansluiting positief is ten opzichte van de massa, dan is onderste negatief ten opzichte van hezelfde referentie-punt. Weerstand R_{L1}, wordt dan van stroom uit de bovenste ontwikkeling voorzien door de diode D1, de onderste weerstand ontvangt stroom uit de onderste wikkeling via de diode D3. Als de polariteit van het net omdraait zal de bovenste weerstand stroom uit de onderste wikkeling ontvangen via diode D2 en de onderste weerstand stroom trekken uit de bovenste wikkeling via de diode D4.

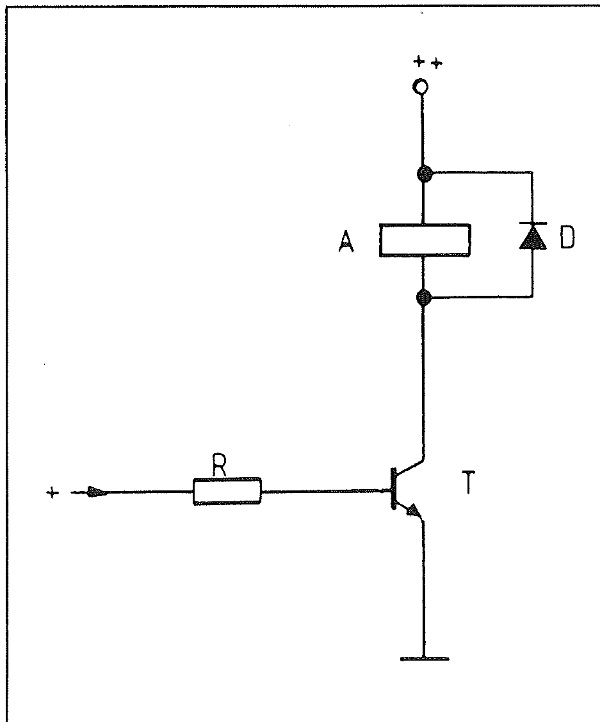
Beide weerstanden worden dus zowel bij de positieve als bij de negatieve halve periode van de netspanning doorlopen door stromen die afwisselend uit de ene of de andere secundaire wikkeling vloeien en die de weerstanden in dezelfde richting doorlopen. Het rendemen van deze schakeling is dus net zo hoog als dat van de niet symmetrische bruggelijkrichter, het enige nadeel is dat men een duurdere trafo met twee identieke secundaire wikkelingen (of een wikkeling met middenaftakking) moet inschakelen.

3/10.2 Overige toepassingen van dioden

De diode als overspanningsbeveiliging

Dioden zijn vanwege hun eigenschap de stroom slechts in één richting te geleiden uitstekend geschikt voor het kortsluiten van spanningen met de ene polariteit zonder dat spanningen met de tegengestelde polariteit beïnvloed worden. Een typisch voorbeeld van zo'n tegen-

10.3 Overige toepassingen van dioden



Figuur 3/10.3-1: Beveiligings-schakeling voor het beschermen van een transistor tegen de grote TEMK die over een relais-spoel ontstaat bij het verbreken van de stroom.

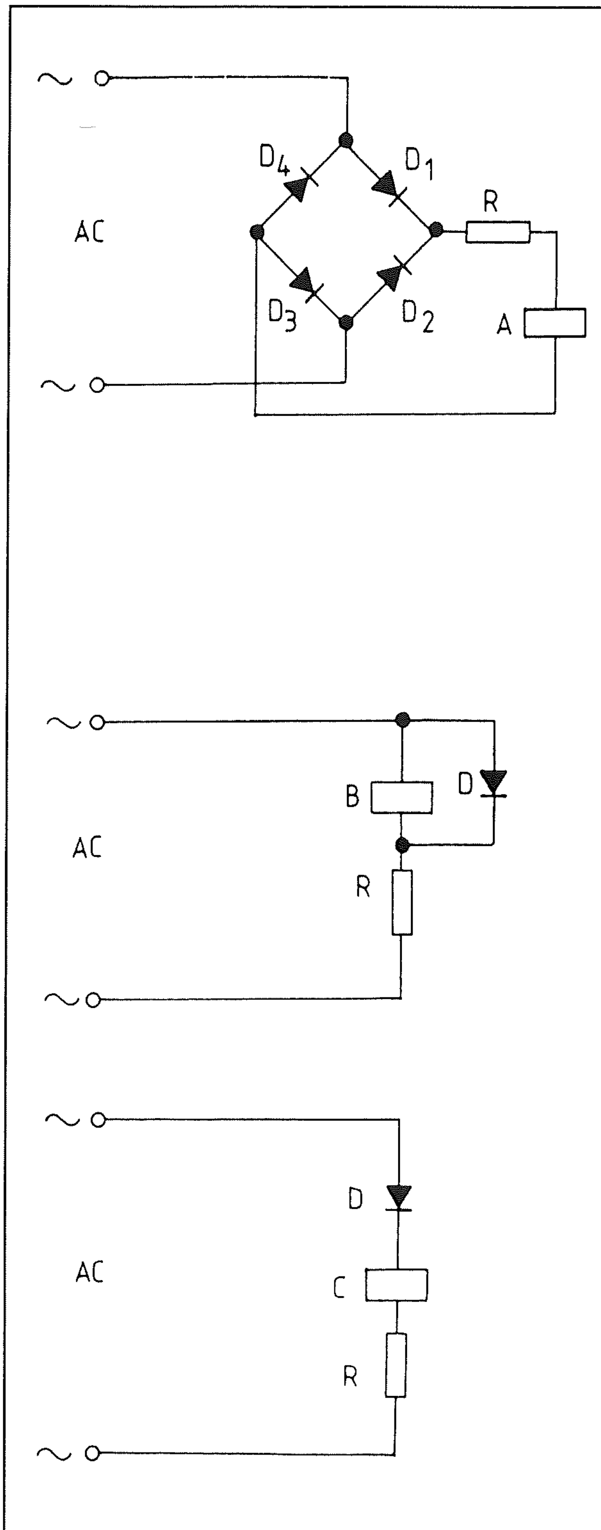
spannings-beveiliging is getekend in figuur 3/10.3-1. De diode D wordt hier gebruikt om de schakel-transistor T te beschermen tegen de hoge TEMK die over de spoel van het relais ontstaat als het relais wordt uitgeschakeld.
Zelfinducties (en dat is een relais-spoel per definitie) hebben namelijk de eigenschap een inductie-spanning te genereren als de stroom, die door het onderdeel vloeit varieert. Deze zogenaamde tegen-elektromotorische kracht, afgekort tot TEMK, werkt de spanning die verantwoordelijk is voor het variëren van de stroom tegen.
Bij het naar sper sturen van de transistor in het schema van figuur 3/10.3-1 zal de onderste aansluiting van de spoel plotseling van massa-potentiaal naar de voedingsspanning schakelen. Daarnaast zal op hetzelfde moment de spoel een TEMK opwekken die dezelfde polariteit heeft. Het gevolg is dat er op de kollektor van de transistor een grote kortstondige positieve spanningspiek kan ontstaan. Deze kan zo groot worden dat de doorslag-spanning van de transistor wordt overschreden en de halfgeleider de geest geeft. Door het parallel schakelen aan de relais-spoel van de diode D wordt deze spanning echter kortgesloten over de spoel. De spanning op de kollektor van de transistor kan dus hoogstens 0,65 V positiever worden dan de voedingsspanning, een situatie waar geen enkele transistor problemen mee heeft.
Voor de richting waarin de kollektorstroom vloeit, vormt de diode een oneindig hoge weerstand, zodat de normale werking van de schakel-trap niet beïnvloed wordt door de aanwezigheid van de diode.

De diode als gelijkrichter voor gelijkstroom-relais

Het overgrote deel van de in de handel verkrijgbare relais zijn typische gelijkstroom-relais. Als men de spoel met wisselspanning zou voeden zouden de relais-kontakten gaan trillen en de stroom-kring waarin zij zijn opgenomen 100 keer per seconde onderbreken. Toch komt het in de praktijk vaak voor dat men een relais rechtstreeks met wisselspanning wil voeden. Deze spanning moet dan gelijkgericht worden en uiteraard doet men daarvoor een beroep op een of meerdere dioden.

In figuur 3/10.3-2 zijn enige praktische schakelingen getekend.

10.3 Overige toepassingen van dioden



Figuur 3/10.3-1: Drie mogelijke praktische schakelingen voor het voeden van een gelijkstroom-relais uit een wisselspanning.

In de bovenste schakeling wordt de spoel van het relais in serie met een voorschakel weerstand opgenomen in de belastings-kring van een brug-gelijkrichter. De wisselspanning wordt omgezet in een pulserende, onafgevlakte gelijkspanning die een pulserende gelijkstroom door de spoel van het relais stuurt. In principe zou het relais dus 100 keer per seconde willen afvallen maar door de traagheid van het relais blijven de contacten gesloten. Het is dus niet noodzakelijk de gelijkspanning af te vlakken. Deze schakeling heeft het voordeel dat beide halve perioden van de wisselspanning door de spoel van het relais belast worden, hetgeen voor sommige netten een voordeel kan zijn.

Bij het middelste schema wordt een diode over de spoel van het relais geschakeld, zodat de positieve halve perioden van de wisselspanning via de diode afvloeien en er slechts 0,7 V over de spoel blijft staan. Voor de negatieve halve perioden gaat de diode sperren en deze spanningen veroorzaken de stroom die het relais laat inschakelen. Omdat er nu gedurende slechts de helft van de totale periode een stroom door de spoel vloeit moet men de aanspreekspanning van het relais verlagen. Men zou bijvoorbeeld een 12 V relais kunnen gebruiken bij wisselspannings-netten van 24 V en experimenteren met de waarde van de serie-weerstand.
Bij deze schakeling wordt het net asymmetrisch belast, omdat voor de positieve halve perioden alleen de weerstand R over het net staat en voor de negatieve halve perioden de serie-schakeling van weerstand en relais-spoel.
Een voordeel van deze schakeling is dat de relais-spoel gedurende de positieve

10.3 Overige toepassingen van dioden

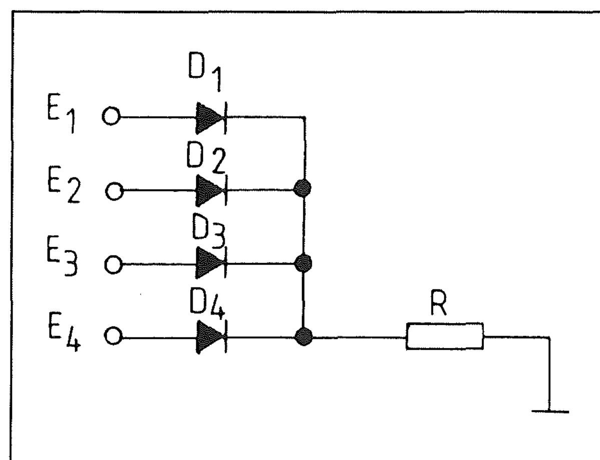
halve perioden door de geleidende diode kortgesloten wordt. Dit verschijnsel valt te vergelijken met het aanbrengen van een extra kortsluit-wikkeling op de kern van de relais-spoel en veroorzaakt een bepaalde vertraging in de reactie van het relais op het aan- of uitschakelen van de spoel-spanning. Daar bij deze schakeling de elektronische kortsluit-wikkeling alleen actief is als de relais-spoel stroomloos wordt zal deze schakeling een kleine afval-vertraging van de kontakten van het relais tot gevolg hebben.

Bij het onderste schema wordt het net volledig asymmetrisch belast. Er staat nu immers een diode in serie met de relais-spoel, zodat de stroom gedurende de negatieve halve perioden gesperd wordt. De diode werkt nu niet samen met de relais-spoel als elektronische kortsluit-wikkeling, zodat er van vertraagde afval-actie geen sprake is. Het gevolg is dat snel schakelende relais kunnen gaan klapperen en men verplicht is een afvlak-elco over de spoel van het relais aan te brengen.

De diode als ontkoppeling tussen schema-blokken

Vaak komt het in ingewikkelde schema's voor dat een schakelblok gestuurd moet worden uit diverse voorgaande blokken. Te denken valt bijvoorbeeld aan een alarm-centrale die gestuurd wordt uit verschillende alarm-melders. Dioden vormen ideale onderdelen om deze verschillende melders zonder dat er sprake is van onderlinge beïnvloeding met de centrale te verbinden.

Een mogelijke praktische oplossing is getekend in figuur 3/10.3-3.



Figuur 3/10.3-3: Dioden kunnen gebruikt worden voor het koppelen van meerdere ingangs-schakelingen aan een gemeenschappelijk uitgangs-blok, zonder dat de ingangsschakelingen elkaar wederzijds beïnvloeden.

De melders zijn verbonden met de ingangen E_1 tot en met E_4, de alarm-centrale wordt voorgesteld door de belastings-weerstand R. De melders leveren in rust een spanning af die gelijk is aan het massa-potentiaal en bij activering een spanning die ongeveer gelijk is aan de positieve voedingsspanning. Tussen E_1 en E_2 zijn twee dioden in serie opgenomen, die kathode tegen kathode zijn ingeschakeld. Deze serie-schakeling vormt dus een absolute isolator, er bestaat geen mogelijkheid dat een signaal van de uitgang E_1, afvloeit naar de uitgang E_2. Hetzelfde geldt voor alle overige ingangen. Alle ingangen zijn dus door de dioden volledig van elkaar gescheiden en onderlinge beïnvloeding van de schakelingen van de melders is uitgesloten.
Als één van de melders wordt geactiveerd zal zijn uitgang positief worden. De diode die met deze uitgang is verbonden, gaat geleiden en voert het posi-

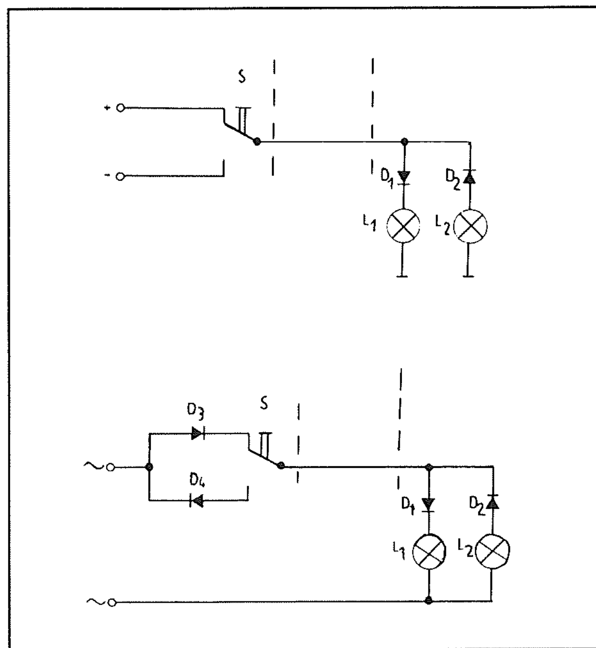
10.3 Overige toepassingen van dioden

tieve alarm-signaal onverzwakt naar de weerstand R, het symbool van de alarm-centrale. Het knooppunt van alle diode-kathoden wordt positief, de andere dioden sperren en het alarm-signaal kan niet afvloeien naar de lage uitgangen van de overige niet geactiveerde alarm-melders.
In feite vormt deze schakeling een soort OR-poort die echter alleen goed werkt als met de beschreven signaal-niveaus wordt gewerkt. Voor het aansluiten van diverse voorversterkers aan een eindversterker heeft men een echte menger nodig en kan men deze eenvoudige diode-ontkoppelaar niet inschakelen.

De diode als ontkoppelaar tussen signalen

Dioden kunnen gebruikt worden om twee signalen die twee verschillende apparaten moeten inschakelen over één lijn te versturen. Op deze manier zou men bijvoorbeeld twee belknoppen door middel van een tweeaderig snoertje met twee verschillende bellen kunnen verbinden.
Er zijn een aantal methoden om dit probleem op te lossen, waarvan er twee in figuur 3/10.3-4 zijn voorgesteld.

Bij het bovenste systeem wordt gebruik gemaakt van twee even grote symmetrische spanningen die door middel van de omschakelaar S via een lijn worden getransporteerd. In de "ontvanger" worden de twee signalen van elkaar gescheiden door de dioden D1 en D2. D1 laat alleen de positieve spanning door, D2 alleen de negatieve spanning. Op deze manier kan men twee verbruiker, hier voor de eenvoud voorgesteld door lampjes, via een lijn besturen.



Figuur 3/10.3-4: Dioden gebruikt voor het besturen van twee verbruikers over een gemeenschappelijke lijn.

In de onderste figuur wordt gebruik gemaakt van een wisselspanning. Deze kan rechtstreeks van een bel-trafootje afkomstig zijn, hetgeen in de "zender" een symmetrische voeding uitspaart. Door middel van de dioden D3 en D4 worden alleen de positieve of de negatieve halve perioden van de wisselspanning via de omschakelaar S op de lijn gezet. Deze niet afgevlakte positieve of negatieve gelijkspanningen worden in de "ontvanger" op de reeds beschreven manier van elkaar gescheiden.

In principe is het met de onderste schakeling mogelijk drie verbruikers over de lijn aan te sturen. Men zou behalve de positieve of de negatieve halve perioden ook nog eens de volle wisselspanning op de lijn kunnen zetten en de ontvanger uitbreiden met een schakeling die de aanwezigheid van de volledige wis-

10.3 Overige toepassingen van dioden

spanning kan detecteren. Omdat de twee lampjes L1 en L2 ook gaan branden als de volle wisselspanning op de lijn staat, moet in de ontvanger een logisch netwerkje ingebouwd worden dat L1 en L2 uitschakelt als de nieuwe L3 met de volle wisselspanning wordt aangestuurd.

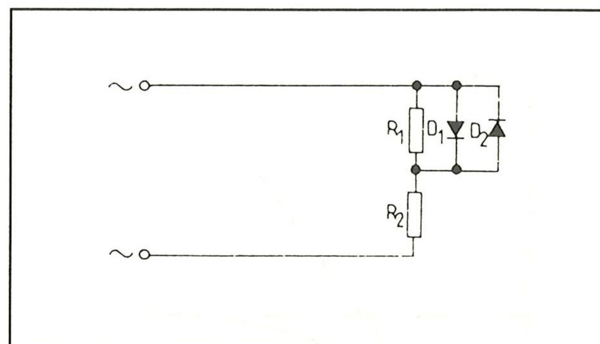
De diode als begrenzer

Vaak is het noodzakelijk de maximale waarde die een wisselspannings-signaal kan aannemen op een veilige waarde te begrenzen. De niet lineaire transfer-karakteristiek van een diode leert dat een diode een onderdeel is met een stroomafhankelijke weerstand. Dit gegeven komt uitstekend van pas bij het samenstellen van eenvoudige, niet vervormings-vrij werkende begrenzers. het niet-lineaire verband tussen stroom en spanning introduceert namelijk vrij veel vervorming en men kan diode-begrenzers dan ook niet gebruiken in geluidsapparatuur waar hoge eisen worden gesteld aan de reproductiekwaliteit.

Diode-begrezeners treft men echter in tal van apparaten aan. Zo is er in bijna ieder huis in Nederland zo'n schakeling aanwezig, want in ieder telefoontoestel wordt een diodebegrenzer gebruikt om de oren van de telefonerenden te beschermen tegen te grote geluidsniveaus, die door stoorpulsen op de lijn zouden kunnen ontstaan.

Het basisschema van een automatische diode-begrenzer is getekend in figuur 3/10.3-5.

In dit schema staat de weerstand R1 voor de belasting waarover men de spanning op een veilige waarde moet begrenzen en de twee -ingangen voor

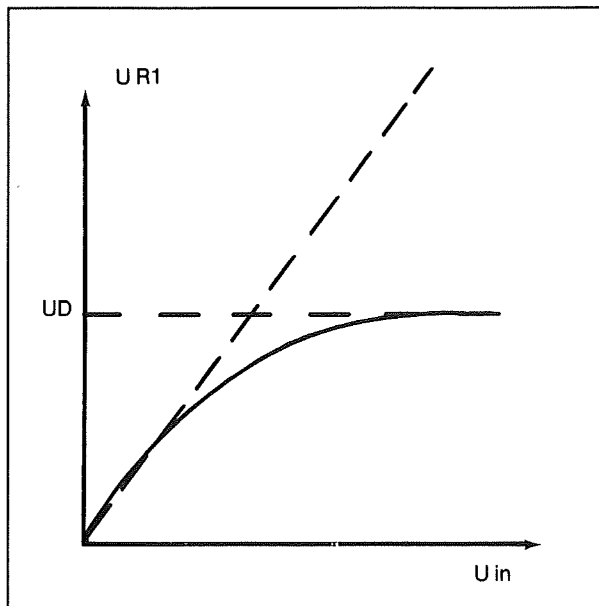


Figuur 3/10.3-5: Een eenvoudige diod-begrezener maakt gebruik van de stroom-afhankelijke inwendige weerstand van het onderdeel.

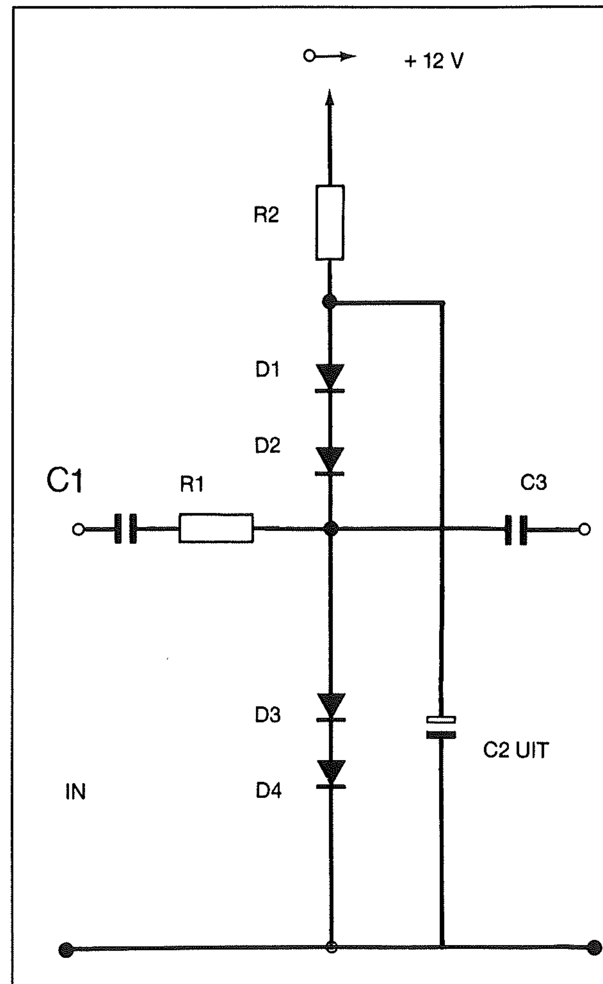
de lijnen waarover het te begrezen signaal wordt aangevoerd.

Over de belasting worden twee silicium-dioden in anti-parallel geschakeld. Dat wil zeggen dat de anode van de eerste verbonden is met de kathode van de tweede en vice versa. Als de spanning over de lijn kleiner is dan 0,65 V top-tot-top zullen de dioden sperren en een oneindig hoge weerstand hebben. De spanning over R1 wordt nu alleen bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R1 en R2. Als de spanning groter wordt dan de diffusie-spanning van de dioden zullen deze onderdelen beginnen te geleiden. De mate van geleiding hangt af van de grootte van de stroom die door de dioden vloeit. Deze stroom wordt niet alleen bepaald door de waarde van de spanning, maar ook door de grootte van de weerstand R2. De weerstand van de dioden staat parallel over de weerstand R1 en de totale vervangingswaarde van deze parallel-schakeling zal kleiner worden naarmate de dioden meer gaan geleiden. Hoe hoger de spanning op de ingang wordt, hoe kleiner de totale weerstand wordt en hoe minder

10.3 Overige toepassingen van dioden



Figuur 3/10.2-6: Verband tussen de in- en de uitgangsspanning van de schakeling van figuur 3/10.3-5 met begrenzings-dioden (volle lijn) en zonder deze dioden (gestippelde lijn).



Figuur 3/10.3-7: Eenvoudige elektronisch bestuurbare potentiometer met een regelbereik van 50 dB en een vervorming van slechts 0,2%.

snel het signaal over de weerstand R1 zal stijgen. Omdat het uitgangssignaal van de schakeling R1, D1 en D2 wordt afgenomen zal het wel zonder nadere verklaring duidelijk zijn dat de uitgangsspanning nooit groter kan worden dan de diffusiespanning van de dioden.

Het verband tussen de ingangsspanning van de schakeling en de spanning over de weerstand R1 is dus niet lineair, maar vertoont een verband zoals geschetst in figuur 3/10.3-6. De stippellijn geeft het verband tussen de in- en de uitgangsspanning als de dioden niet als begrenzer zouden aanwezig zijn.

De diode als elektronische potentiometer

Een potentiometer is ook een verzwakker en het zal dus na lezing van het vorige paragraafje wel geen verbazing wekken dat men dioden kan gebruiken om een spanning te verzwakken door middel van een stuurspanning.

Het basis-schema van de elektronische potentiometer met dioden is getekend in figuur 3/10.2-7.
Het ingangssignaal wordt via de scheidings-condensator aangeboden aan een

10.3 Overige toepassingen van dioden

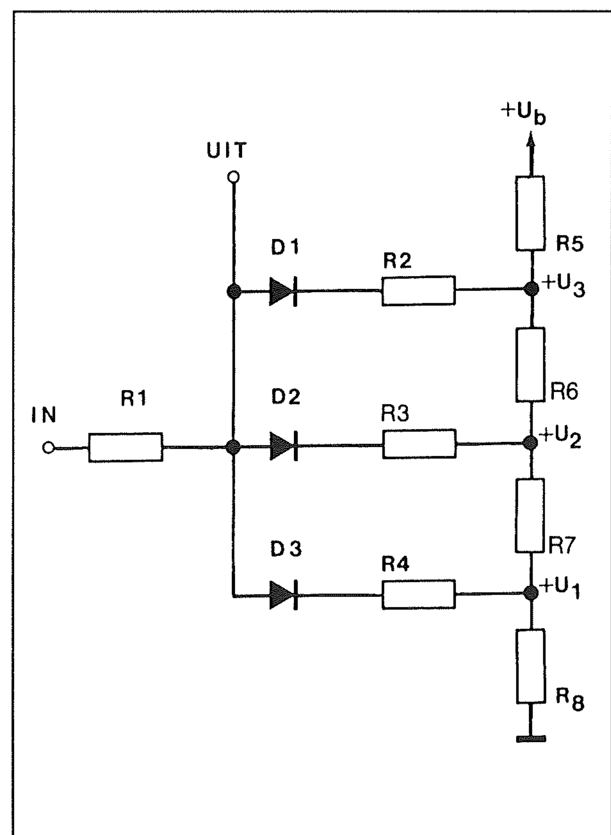
elektronische verzwakker die is samengesteld uit de weerstand R1 en de dioden D3 en D4. Deze dioden worden via twee in serie geschakelde identieke dioden D1 en D2 gestuurd vanuit een positieve stuurspanning. De weerstands R2 is noodzakelijk om de stroom door de dioden te begrenzen en een mooie regelkarakteristiek te verkrijgen.
Als de stuurspanning nul is, zijn de dioden gesperd en hebben D3 en D4 een oneindige hoge weerstand. Het ingangssignaal gaat onverzwakt via C1, R1 en C3 naar de uitgang. Naarmate men de stuurspanning verhoogt, gaan de dioden meer geleiden en gaat hun weerstand dalen. Er wordt een spanningsdeler gevormd tussen R1 en de weerstand van de dioden D3 en D4, waardoor het ingangssignaal verzwakt op de uitgang verschijnt.

De getekende schakeling is in staat wisselspannings-signalen te verwerken met een maximale waarde van 80 mV effectief en voegt dan slechts ongeveer 0,2% vervorming toe. Deze vervorming wordt echter wel zeer onacceptabel groot als men de amplitude van het ingangssignaal laat stijgen. Het regelbereik van de schakeling gaat van 0 tot -50 dB, de maximale verzwakking ontstaat bij een regelspanning van +12 V.

De diode in niet lineaire netwerken

Het niet lineaire verband tussen spanning over en stroom door een diode en de daarmee samenhangende stroom-afhankelijke inwendige weerstand kan uitstekend van pas komen als men signalen wil genereren, die een zeer specifieke vorm hebben.

Dioden kunnen met weerstanden samengebouwd worden tot zogenaamde niet lineaire netwerken. Dat zijn netwerken waarbij het verband tussen het signaal aan de ingang en het signaal aan de uitgang niet lineair is. Een verdubbeling van de ingangsspanning heeft niet per definitie een verdubbeling van de uitgangsspanning tot gevolg.
Niet lineaire netwerken worden bijvoorbeeld gebruikt in functie-generatoren om het driehoekvormige signaal om te zetten in een zo goed mogelijke benadering van een sinus-oidale spanning.



Figuur 3/10.3-8: Dioden vormen samen met weerstanden en een aantal referentie-spanningen, een niet lineair netwerk waarmee de vorm van een signaal aan de meest individuele wensen aangepast kan worden.

10.3 Overige toepassingen van dioden

Het basis-schema van een niet lineair netwerk samengesteld met dioden en weerstanden is getekend in figuur 3/10.2-8. Ook nu is er sprake van een weerstand/diode verzwakker, waarbij de verzwakking echter niet afhankelijk is van de grootte van een externe stuurspanning maar van de grootte van de ingangsspanning. Bovendien bestaat de verzwakker uit verschillende parallel geschakelde diode/weerstand netwerken. In dit voorbeeld zijn er drie verzwakkers parallel geschakeld, namelijk de ketens:

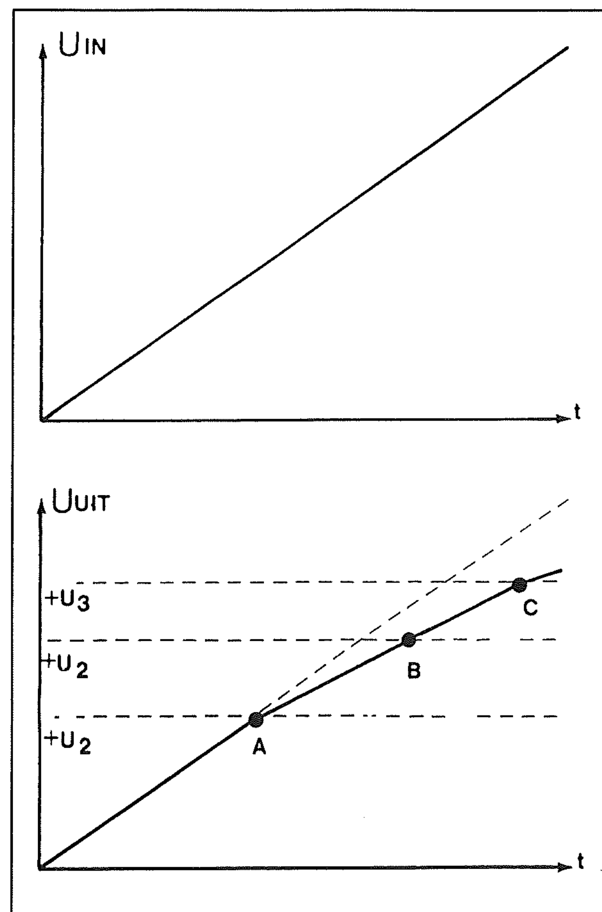
- R1 en D1 met R2;
- R1 en D2 met R3;
- R1 en D3 met R4.

De kathoden van de dioden worden ingesteld op positieve referentie-spanningen die worden opgewekt door de spanningsdeler R5 tot en met R8. De kathode van D3 staat dus op de kleinste positieve spanning, de kathode van diode D1 op de grootste spanning.

Als het ingangssignaal nul is, staan alle anoden op het massapotentiaal. De dioden sperren en het ingangssignaal gaat onverzwakt via weerstand R1 naar de uitgang.

Als de ingangsspanning groter wordt dan de spanning op de kathode van D3 plus de diffusie-spanning van deze diode gaat het onderdeel geleiden. Er ontstaat nu een weerstandsdeler tussen de in- en de uitgang, samengesteld uit de onderdelen R1, D3, R4 en R8. De uitgangsspanning gaat minder snel stijgen dan de ingangsspanning. Een en ander is grafisch toegelicht in figuur 3/10.3-9.

Naarmate de waarde van de ingangsspanning stijgt, gaan steeds meer dioden geleiden en wordt er steeds minder weerstand tussen de uitgang en massa



Figuur 3/10.3-9: De in- en uitgangsspanningen van het niet lineaire netwerk uit de vorige figuur.

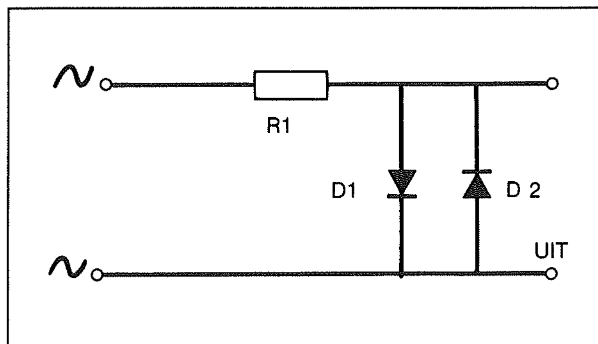
geschakeld. De verzwakking neemt toe, de uitgangsspanning gaat steeds vlakker verlopen.

De diode als pulsvormer

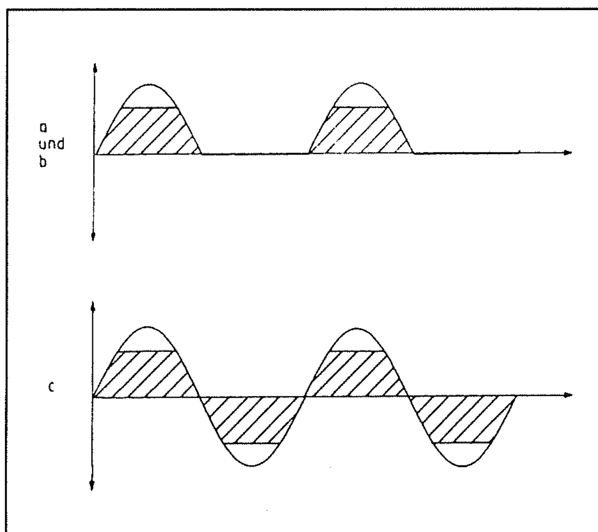
Wie niet al te hoge eisen stelt aan de vorm van een rechthoekspanning kan deze via een diode-weerstand netwerk afleiden uit een grote sinus-spanning.

Het schema is getekend in figuur 3/10.3-10, de golfvormen op in- en uitgang zijn grafisch voorgesteld in figuur 3/10.3-11. Als de ingangsspanning groter wordt dan +0,65 V of kleiner dan -0,65 V gaat een van beiden dioden ge-

10.3 Overige toepassingen van dioden



Figuur 3/10.3-10: Twee dioden vormen samen met een serie-weerstand een eenvoudige pulsvormer, die sinusoidale spanningen omzet in min of meer blokvormig verlopende signalen.



Figuur 3/10.3-11: In- en uitgangsspanning van de pulsvormer van figuur 3/10.3-10.

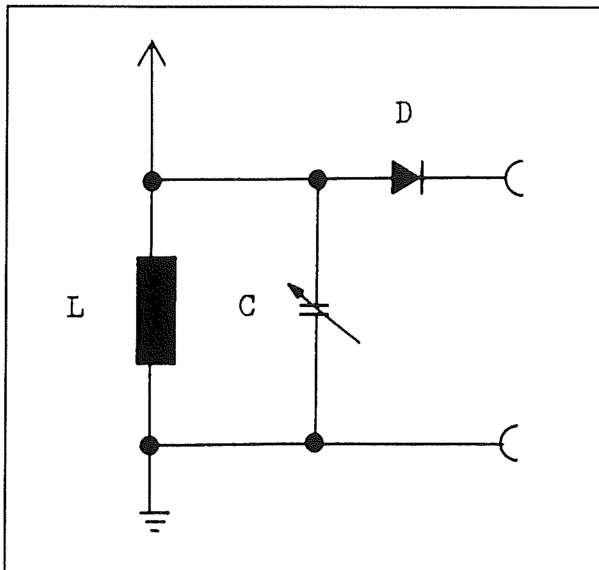
leiden en sluit het signaal op de uitgang kort naar de massa. Op de uitgang ontstaat dus een deel van de sinus op de ingang, namelijk dat deel dat de spanningsgrenzen +0,65 en -0,65 V niet overschrijdt.
Als men een sinus van slechts enige volt aan de ingang aanlegt, zal er op de uitgang natuurlijk geen mooie blokspanning verschijnen. De voor- en de achterflank volgen immers het trage stijgen en dalen van de sinus. Als men echter een sinus van meerdere tientallen volt op de ingang aansluit zal men een redelijk bruikbare blokspanning van de uitgang kunnen aftakken. Een sinusspanning stijgt immers rond de nuldoorgang vrij snel naar een hoge waarde en het is dit stuk van het signaal dat op de uitgang verschijnt.

De diode als AM-demodulator

Hoewel amplitude-modulatie verouderd is, zijn er toch nog duizenden zenders over de aardbol verspreid die van deze modulatie-vorm gebruik maken om hun boodschap over de wereld te verkondigen.
Amplitude-modulatie heeft enige grote voordelen op frequentie-modulatie, waarvan de voornaamsten zijn de grote afstand waarover AM-signalen ontvangen kunnen worden en de eenvoud van de schakelingen, die nodig zijn om de elektromagnetische golven in geluidsinformatie om te zetten.
Hoe eenvoudig blijkt wel uit het schema van figuur 3/10.2-12, waar alle onderdelen zijn ingetekend die in de absolute minimale configuratie noodzakelijk zijn voor het ontvangen en hoorbaar maken van de signalen van AM-zenders!

De "ontvanger" bestaat uit niets meer dan een antenne, een afgestemde kring en een diode-demodulator.
De spoel L en de draaibare condensator C vormen een parallelle resonantiekring, die één frequentie selecteert uit het totale aanbod van signalen dat via de antenne binnen komt. Een parallelkring heeft de eigenschap het signaal

10.3 Overige toepassingen van dioden



Figuur 3/10.3-12: Complete AM-ontvanger met antenne, afgestemde kring en diode-demodulator.

waarvan de frequentie gelijk is aan de resonantie-frequentie van de kring het minst te verzwakken. Bij resonantie wordt de impedantie van de kring zeer groot, deze daalt echter zeer snel voor signalen met frequenties die groter of kleiner zijn dan de resonantie-frequentie. De antenne vormt in feite met de resonantie-kring een frequentie-selectieve verzwakker die alleen signalen met een frequentie gelijk aan de resonantie-frequentie van de LC-kring zal doorlaten. Het in amplitude gemoduleerde signaal dat over de kring verschijnt, wordt met de diode gelijkgericht. Op de kathode van de diode ontstaan dus positieve halve sinussen, waarvan de grootte varieert op het ritme van het geluidssignaal dat men op de draaggolf heeft gemoduleerd. Sluit men een hoogohmige hoofdtelefoon aan tussen de kathode en de massa, dan zal er een gelijkstroom door de spoeltjes van de hoofdtelefoon gaan vloeien die echter varieert met de grootte van het gedetecteerde signaal. Deze variërende stroom heeft een variërend magnetisch veld tot gevolg, de membramen van de telefoontjes gaan trillen, het signaal wordt hoorbaar.

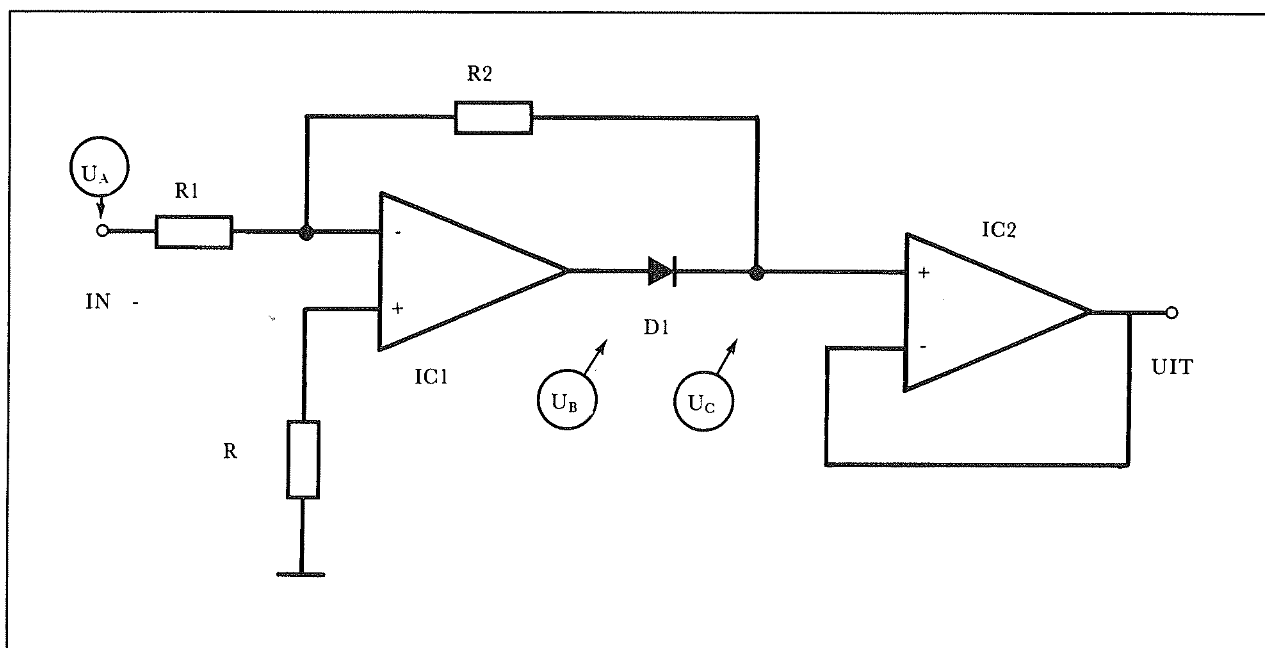
Weliswaar staat er op de kathode van de diode nog veel hoogfrequentie restspanning, maar daar de spoelen van de telefoon-kapsels een impedantie hebben die recht evenredig stijgt met de frequentie van het signaal, heeft de telefoon voor de HF-residuen een zo goed als oneindige weerstand.

Opgemerkt moet worden dat deze schakeling niet werkt met een silicium-diode. De 0,65 V diffusie-spanning van het onderdeel is te groot om de diode in geleiding te brengen en signaal te demoduleren. Men moet een germanium-diode gebruiken en dan nog wel liefst een type met een zo laag mogelijke sperlaag-capaciteit en inductantie.

De diode in een actieve gelijkricht-schakeling

Omdat de diffusie-spanning van een diode een probleem vormt bij het gelijkrichten van kleine spanningen, moet men een beroep doen op versterkers als men dit soort signalen moet gelijkrichten. Dit is bijvoorbeeld het geval bij de gelijkrichter, die in universele digitale meters zit en gebruikt wordt om de wisselspanning of -stroom die men wil meten gelijk te richten. Een andere toepassingsgebied voor actieve gelijkrichters vormen de professionele VU-meters, in de geluidstechniek werkt men immers met signalen die niet groter zijn dan 0,775 V effectief.
Er bestaan verschillende praktische

10.3 Overige toepassingen van dioden

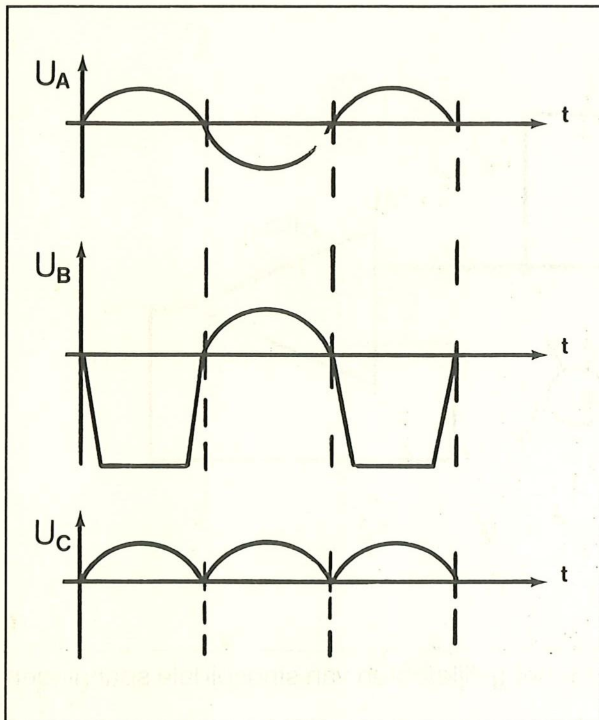


Figuur 3/10.3-13: Nauwkeurige actieve gelijkrichter voor het gelijkrichten van sinusoidale spanningen in het mV bereik.

schakelingen die gebruikt kunnen worden om wisselspanningen, van slechts enige tientallen mV toch nauwkeurig te richten. In de meeste gevallen zijn deze echter allemaal afgebeeld van het basisschema dat in figuur 3/10.3-13 getekend is.
Het schema bestaat uit een als inverterende versterker geschakelde operationele versterker IC1 en een buffer opamp IC2.

De werking van de schakeling wordt toegelicht aan de hand van de grafieken van figuur 3/10.3-14.
Stel dat aan de ingang een sinusoidale wisselspanning met een amplitude van 100 mV wordt aangelegd. Gedurende de negatieve halve periode van dit signaal zal de uitgang van de op-amp IC1 positief worden. De diode D1 gaat geleiden. Na de diode is echter de terugkoppel-weerstand R2 opgenomen. Deze is even groot als de weerstand R1, het geheel IC1 + D1 werkt dus als zeer nauwkeurige x(-1) versterker. De spanning op de kathode van D1 volgt getrouw de waarde van de ingangsspanning. De diffusie-spanning van de diode wordt gecompenseerd door de terugkoppeling en de spanningsversterking van de operationele versterker.
Als de ingangsspanning positief is zal de uitgang van de op-amp negatief worden. De diode D1 gaat nu echter sperren, zodat de verbinding tussen de uitgang van de op-amp en de terugkoppelweerstand wordt verbroken. De opamp werkt in openlus, de grote versterking die daarvan het gevolg is, heeft tot resultaat dat de uitgangsspanning van de op-amp vastloopt tegen de negatieve voedingsspanning. Deze grote negatieve spanning op punt B kan echter dank zij de isolerende eigenschappen van de sperrende diode niet doordrin-

10.3 Overige toepassingen van dioden



Figuur 3/10.3-14: Spanningsverloop in de schakeling van de nauwkeurige actieve gelijkrichter.

gen tot de rest van de schakeling. De positieve ingang van IC2. Deze als spannings-volger geschakelde operationele versterker heeft een zo goed als oneindig hoge ingangs-impedantie. Er valt dus geen spanning over de weerstanden R1 en R2, de ingangsspanning verschijnt onverzwakt op de ingang van IC2. Op punt C verschijnt dus een opeenvolging van positieve halve sinussen, met een grootte die precies gelijk is aan de amplitude van de sinus op de ingang. De schakeling werkt als zeer nauwkeurige dubbele gelijkrichter.
De buffer is uiteraard noodzakelijk om de weerstanden R1 en R2 af te sluiten met een oneindige impedantie. Het signaal op punt C wordt niet versterkt door de tweede op-amp en staat op de uitgang van de schakeling met een zeer lage impedantie ter beschikking.

Deze schakeling werkt zeer nauwkeurig voor lage frequenties. Naarmate de frequentie van het ingangssignaal toeneemt zal de fout echter toenemen. Dit is een gevolg van het vastlopen van de op-amp tegen de voedingsspanning. Bij de aanvang van de volgende halve negatieve periode moet de uitgangsspanning van de op-amp vrij snel terug vallen van de negatieve voeding naar de geïnverteerde waarde van de ingangsspanning. Dit vraagt een bepaalde tijd en deze tijd wordt bij hogere frequenties zo groot dat de goede werking van het geheel in het gedrang komt.

3/10.7

Dioden als demodulatoren

Inleiding

Definitie
Demoduleren is het terug winnen van een bepaald signaal A uit een ander signaal B. In de meeste gevallen heeft het signaal B een veel hogere frequentie dan het signaal A. Signaal B noemt men de draaggolf en signaal A het modulatiesignaal of de laagfrequente informatie.
Het proces waarbij het signaal A in het signaal B verweven wordt noemt men het moduleren.

Modulatie principes
Er bestaan verschillende modulatie systemen. De meest bekende zijn:
- amplitude modulatie afgekort tot AM;
- frequentie modulatie, afgekort tot FM;
- stereo modulatie;
- fase modulatie;
- frequentie shift modulatie.

Dioden als demodulatoren
Bij een aantal van deze modulatie systemen kunnen dioden gebruikt worden om de gemoduleerde signalen weer te demoduleren. Dat geldt voor AM, FM en stereo modulatie. In dit hoofdstuk zullen deze speciale toepassingen van dioden besproken worden.
Opgemerkt moet worden dat er nog andere systemen bestaan om AM-, FM- of stereo-signalen te demoduleren. Maar men kan zonder meer stellen dat de diode-demodulatoren de eenvoudigste zijn en vaak de beste resultaten geven!

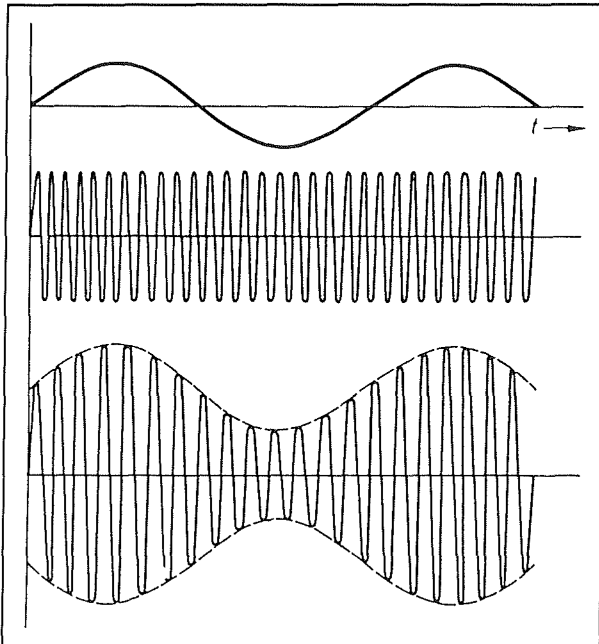
Principes van amplitude modulatie

Het AM-principe
De AM-demodulator heeft tot taak de laagfrequente informatie van de draaggolf te scheiden.
Zoals uit figuur 3/10.7-1 blijkt, wordt de LF-informatie bij AM verborgen in de momentele waarde van de draaggolf. De amplitude van de draaggolf varieert op het ritme van het LF-signaal. De draaggolf is sinusoidaal, de LF-informatie kan iedere gewenste vorm hebben. In het getekende voorbeeld verloopt het LF-signaal ook sinusoidaal.

AM noemt men ook het multiplicerend mengen van de twee signalen A en B. In de meest eenvoudige vorm kan men twee signalen multiplicerend mengen door twee transistoren in serie te schakelen en iedere basis te sturen met een van de signalen. De resulterende collectorstroom volgt het periodeverloop van het signaal B, maar de grootte van de stroom

10.7 Dioden als demodulatoren

zal ook bepaald worden door de vorm van het signaal A.



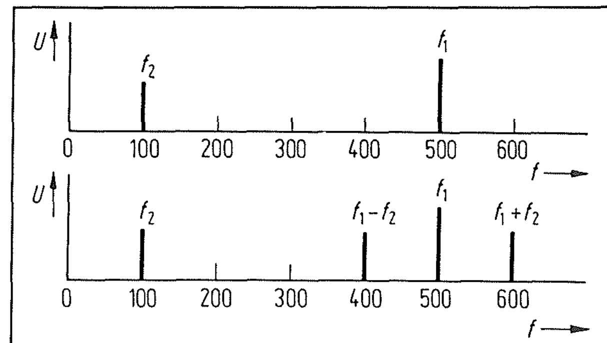
Figuur 3/10.7-1: Het principe van amplitude modulatie.

Men zegt dat het momentele verloop van het signaal A de omhullende van het signaal B bepaalt.

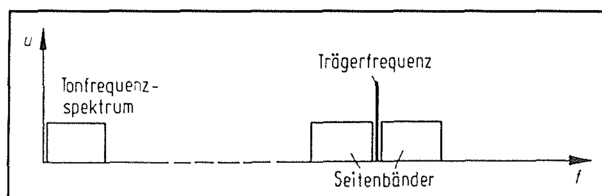
De frequentie samenstelling van een AM-signaal

Zoals men weet kan men ieder periodiek signaal dat een van een zuivere sinus afwijkende vorm heeft, voorstellen door een mengeling van een aantal sinusvormige signalen met verschillende frequenties en amplitudes.

Dat is een gevolg van de wiskundige theorie, die men Fourrier-analyse noemt. Dat geldt dus ook voor een AM-signaal. Daarbij kan men twee gevallen onderscheiden. Moduleert men een draaggolf met frequentie f1 met een zuiver sinusvormig signaal met frequentie f2, zoals getekend in figuur 3/10.7-2, dan zal het frequentie spectrum van het gemoduleerde signaal niet alleen signalen met de frequenties f1 en f2 bevatten, maar ook nog twee signalen met de som- en de verschilfrequenties.



Figuur 3/10.7-2: Het frequentie spectrum als men een sinusoidaal signaal met frequentie f2 in amplitude moduleert op een draaggolf met frequentie f1.



Figuur 3/10.7-3: Het frequentie spectrum van een AM-signaal als er gemoduleerd wordt met een frequentiespectrum.

Het totale signaal bestaat dus uit samenstellende signalen met frequenties van:

- f2,
- f1 - f2;
- f2;
- f1 + f2.

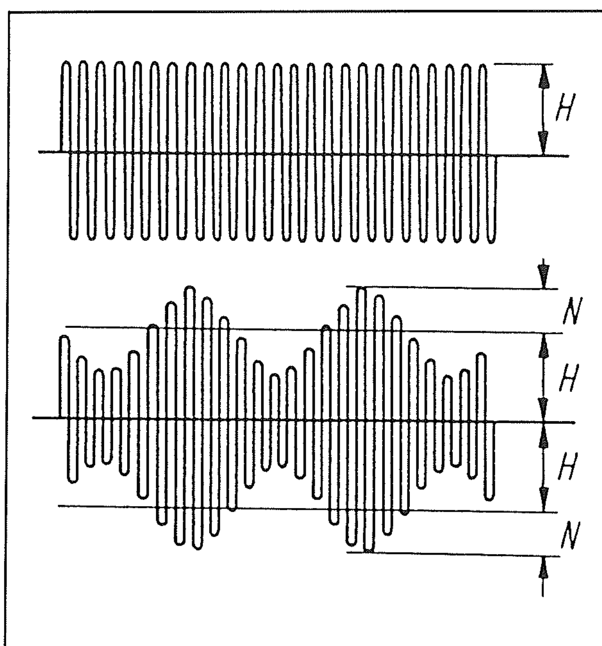
Moduleert men de draaggolf niet met een signaal met een vaste frequentie, maar met een signaal dat een volledig frequentiespectrum bevat (bijvoorbeeld een gecompliceerd geluidssignaal of een vierkantvormig signaal), dan zal het duidelijk zijn dat er in het gemoduleerde signaal

10.7 Dioden als demodulatoren

twee frequentiebanden ontstaan, die naast de frequentie van de draaggolf gelegen zijn. Dit wordt voorgesteld in figuur 3/10.7-3. Deze frequentiebanden noemt men de zijbanden van het amplitude gemoduleerde signaal.

De modulatiediepte

Een van de belangrijkste specificaties van een AM-signaal is de modulatiediepte, voorgesteld door de letter m. Deze grootheid wordt grafisch toegelicht aan de hand van figuur 3/10.7-4.



Figuur 3/10.7-4: De grafische definitie van de modulatiediepte m.

In de bovenste grafiek is de ongemoduleerde draaggolf getekend. Dit signaal heeft een amplitude die gelijk is aan H. In de onderste grafiek is dezelfde draaggolf getekend, maar nu gemoduleerd. Door deze modulatie gaat de amplitude van de draaggolf variëren en wel tussen een bepaald minimum en een bepaald maximum, symmetrisch gelegen rond de waarde H. De maximale afwijking in de amplitude wordt voorgesteld door N.

De modulatiediepte m wordt nu gedefinieerd door de formule:

m = (N/H) x 100%

Het zal duidelijk zijn dat N = 0 als m = 0%. Deze situatie komt overeen met de ongemoduleerde draaggolf uit de bovenste figuur. Als m = 100% zal N = H. Dat betekent dat de minimale momentele waarde van het gemoduleerde signaal gelijk is aan 0 V en de maximale waarde gelijk aan 2 x H.

Toepassingen van AM

Amplitude modulatie wordt veel gebruikt in de radiocommunicatie. Zo is het dé modulatiemethode van alle zenders in de korte, midden en lange golf banden. Iedere radio-ontvanger is dan ook voorzien van een AM-demodulator en in de meeste gevallen wordt daarbij gebruik gemaakt van een schakeling waarvan een of twee dioden de belangrijkste onderdelen zijn.

De diode als AM-demodulator

Inleiding

Het demoduleren van een AM-signaal is een typisch gelijkrichtprobleem. Het volstaat in principe de gemoduleerde spanning door middel van een diode gelijk te richten en de gelijkgerichte spanning door middel van een condensator af te vlakken.

Een diode-modulator voor AM vertoont dan ook opvallend veel gelijkenis met een enkelvoudige gelijkrichter!

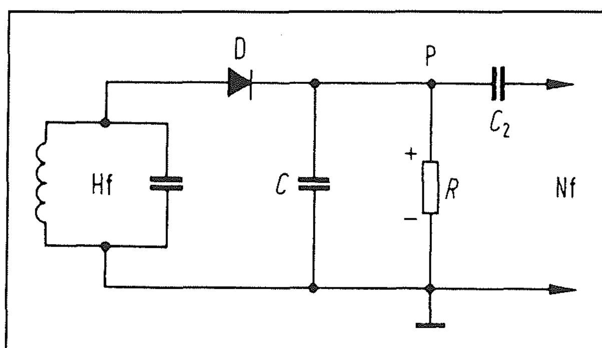
Het is nu echter niet de bedoeling de wisselspanning aan de ingang om te vor-

10.7 Dioden als demodulatoren

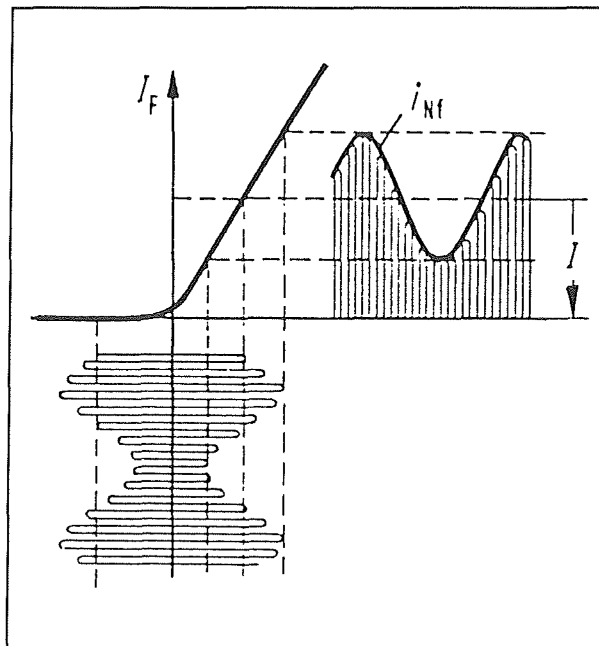
men in een zo constant mogelijke gelijkspanning. Het fundamentele onderscheid tussen een gelijkrichter en een demodulator is dat een demodulator de omhullende vorm van de wisselspanning uit het gemoduleerde signaal moet bevrijden. In deze omhullende vorm zit immers de informatie verborgen.
Vandaar dat men een diode-demodulator voor AM ook wel eens een omhullende demodulator noemt.

Het basisschema van een diode-demodulator voor AM

Het basisschema van een AM-demodulator volgens het omhullende principe is getekend in figuur 3/10.7-5.
De schakeling wordt door middel van een op de draaggolffrequentie afgestemde kring HF aangesloten op de schakeling die het AM-signaal levert. In de meeste gevallen zal dat een hoogfrequent versterker zijn.
De in het schema getekende spoel is de secundaire wikkeling van deze afgestemde kring. Over de spoel staat de serieschakeling van een diode D en een condensator C. De diode laat volgens het in figuur 3/10.7-6 grafisch toegelichte principe alleen de positieve helften van het AM-signaal door en spert tijdens de negatieve helften van dit signaal.



Figuur 3/10.7-5: Het basisprincipe van de omhullende AM-demodulator.



Figuur 3/10.7-6: Grafische verklaring van de werking van de omhullende AM-demodulator.

Door de diode en de kleine condensator vloeit een gemiddelde gelijkstroom I, waarop de LF-stroom I_{NF} gesuperponeerd is. Door deze stroom wordt de condensator opgeladen, zodat over dit onderdeel de LF-informatie komt te staan.

Wil de spanning over de condensator het momentele verloop van de LF-informatie volgen, dan moet de condensator ook ontladen worden. Zonder ontlaadmogelijkheid zou de condensator opladen tot de topwaarde van de spanning en zou men een topdetector in plaats van een AM-demodulator hebben! Vandaar dat over de condensator steeds een weerstand R is geschakeld.
Deze weerstand verzorgt een ontlaadweg voor de condensator, zodat de spanning over de condensator de omhullende vorm van het AM-signaal zo nauwkeurig mogelijk kan volgen.

10.7 Dioden als demodulatoren

De diode levert twee stromen en het zal logisch zijn dat deze stromen over de weerstand twee spanningen opwekken.
Op de eerste plaats wekt de stroom I een gemiddelde gelijkspanning over de weerstand op, waarvan de grootte een maat is voor de grootte van het AM-signaal dat aan de demodulator wordt aangeboden. Dat is een belangrijk gegeven, want deze gelijkspanning kan gebruikt worden om ervoor te zorgen dat de demodulator met een constant signaal gevoed wordt. In een van de volgende paragrafen wordt dit principe verder uitgewerkt.
Op de tweede plaats wekt de stroom i_{NF} over de weerstand een wisselspanning op, die gelijkvormig verloopt met de omhullende van het AM-signaal. Deze spanning bevat dus de LF-informatie. Deze wisselspanning wordt via de condensator C2 uit de AM-demodulator uitgekoppeld en staat ter beschikking voor verdere verwerking.

De RC-tijdconstante

De goede werking van de omhullende AM-demodulator is volledig afhankelijk van de juiste keuze van de waarden van de onderdelen C en R.
Is de tijdconstante R x C te groot, dan zal het signaal over de weerstand de omhullende van het AM-signaal niet geheel en al volgen, waardoor vervormingen ontstaan.
Is de tijdconstante te klein, dan zullen er resten van de draaggolffrequentie op het LF-signaal aanwezig blijven.
De juiste waarde voor deze tijdconstante wordt gegeven door de formule:

$$\mathbf{R \times C = 0{,}159 / f_{max}}$$

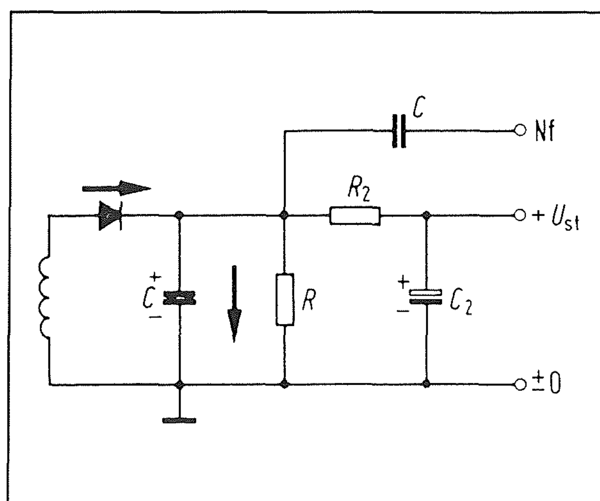
waarbij f_{max} de maximale frequentie is die in het gemoduleerde LF-signaal aanwezig is. Hogere frequenties zullen verzwakt worden.

Bij het berekenen van de waarden van R x C moet men er echter ook rekening mee houden dat de weerstand R een belasting vormt voor de afgestemde kring HF aan de ingang van de demodulator.
Deze belasting dempt de kring, waardoor deze een afwijkende doorlaatkarakteristiek gaat krijgen. Vandaar dat men de waarde van de weerstand niet te klein kan kiezen.

Een praktische AM-demodulator

In de meeste gevallen zal men het basisschema van figuur 3/10.7-5 uitbreiden met een extra RC-filter dat de gemiddelde gelijkspanning over de weerstand afvlakt. Het schema van een praktisch bruikbare AM-demodulator is getekend in figuur 3/10.7-7.

De gemiddelde gelijkspanning wordt nog eens extra gefilterd door het RC-netwerk R2/C2 en staat over de condensator als een mooi gemiddeld gelijkspanningssignaal $+U_{ST}$ ter beschikking voor het besturen van de versterking van de AM-versterker die voor de demodulator aanwezig is.

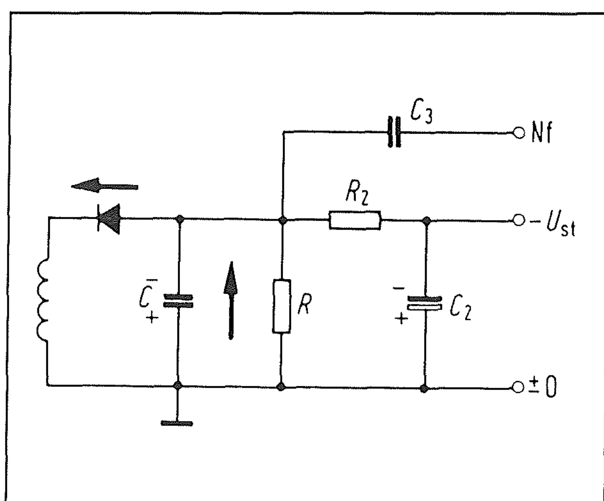


Figuur 3/10.7-7: Een praktisch schema van een AM-demodulator.

Alternatieve schakelingen

Zoals reeds gezegd is de omhullende AM-demodulator met diode een vaak toegepaste schakeling. Het zal dan ook wel geen verbazing wekken dat er tal van varianten zijn bedacht, die echter fundamenteel niet afwijken van het basisschema.

De schakeling van figuur 3/10.7-7 wekt een positieve regelspanning U_{ST} op. Heeft men behoefte aan een negatieve regelspanning, dan kan men het schema van figuur 3/10.7-8 toepassen. Het enige verschil is dat de diode en de elco C2 zijn omgepoold. Het zal duidelijk zijn dat nu over de weerstand R een gemiddelde negatieve gelijkspanning ontstaat. De diode richt immers alleen de negatieve helften van het AM-signaal gelijk. Voor het LF-signaal NF heeft het ompolen van de diode geen enkel gevolg. Alleen de regelspanning $-U_{ST}$ is nu negatief.

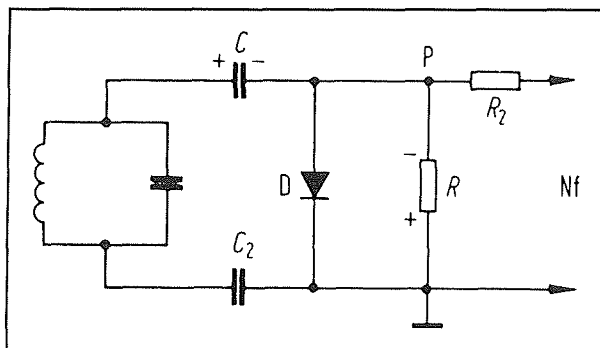


Figuur 3/10.7-8: Een AM-demodulator die een negatieve stuurspanning genereert.

In figuur 3/10.7-9 is een schema getekend, waarbij de diode en de condensator van plaats zijn verwisseld. Door het invoeren van een tweede condensator C2 wordt de afgestemde kring HF volledig galvanisch gescheiden van de schakeling van de demodulator. Beide deelschakelingen kunnen dus op afwijkende gelijkspanningen staan ingesteld.

Ook nu gaat de diode geleiden als het AM-signaal positief wordt ten opzichte van de massa. De rechter plaat van de condensator wordt dan door de geleidende diode met de massa verbonden en de condensator laadt zich met de getekende polariteit op.

Als de diode spert gedurende de negatieve helften van het AM-signaal zal de spanning over de condensator worden doorgekoppeld naar de weerstand R via de lage weerstand van de secundaire wikkeling van de spoel. Vandaar dat de bovenste aansluiting van de weerstand negatief zal worden ten opzichte van de massa.



Figuur 3/10.7-9: Een AM-demodulator waarbij de diode parallel is geschakeld over de secundaire wikkeling van de afgestemde kring.

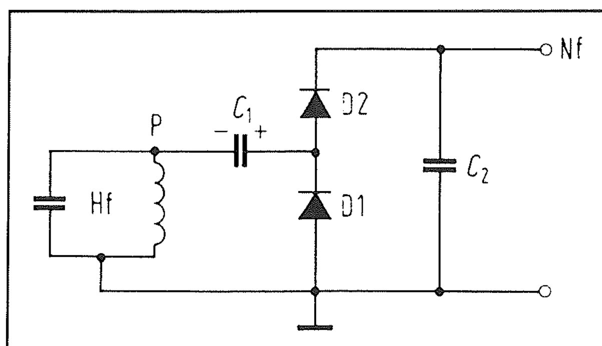
Verbeterde AM-demodulatoren

De tot nu toe besproken basisschakelingen kunnen op verschillende manieren uitgebreid worden. Opzet van deze uitgebreide schakelingen is steeds het rendement van de schakeling te verhogen. Met rendement wordt verstaan de hoeveel-

10.7 Dioden als demodulatoren

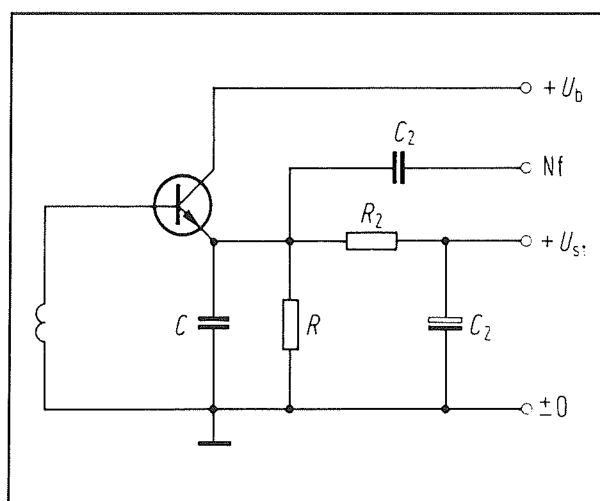
heid LF-informatie die uit de demodulator kan afgeleid worden.

In figuur 3/10.7-10 is een schakeling getekend, waarbij gebruik wordt gemaakt van een spanningsverdubbeling. Deze schakeling is te vergelijken met de eenvoudige spanningsverdubbelaar die in hoofdstuk 3/10.5 werd besproken. Als punt P op een negatieve spanning staat gaat de diode D1 geleiden. De condensator C1 laadt zich met de getekend polariteit op. Als nadien punt P positief wordt zal de diode D1 gaan sperren maar de diode D2 gaan geleiden. Deze diode wordt nu gevoed met twee in serie geschakelde spanningen. Enerzijds de spanning die over de spoel staat, anderzijds de spanning die over de condensator C1 staat. Beide spanningen hebben dezelfde polariteit, zodat nu een signaal ter beschikking staat dat gelijk is aan twee maal de topwaarde van de wisselspanning. Deze spanning vloeit via de geleidende diode D2 naar de condensator C2 en dit onderdeel wordt dus opgeladen tot de topwaarde van het beschikbare signaal. Op deze heel eenvoudige manier is het gedemoduleerde signaal ongeveer twee maal groter dan het signaal dat de tot nu toe besproken schakelingen kunnen leveren.



Figuur 3/10.7-10: Een AM-demodulator, waarbij gebruik wordt gemaakt van spanningsverdubbeling.

In figuur 3/10.7-11 wordt een actieve AM-demodulator getekend. De functie van demodulatordiode wordt nu vervuld door de basis-emitter overgang van de transistor. Deze gaat immers geleiden als de spanning op de basis ongeveer 0,6 V positief wordt ten opzichte van de emitter. De schakeling werkt dus als demodulator voor de positieve helften van het AM-signaal. De gedetecteerde spanning staat met een zeer lage impedantie op de emitter van de transistor beschikbaar. Het grote voordeel van deze schakeling is dat de belasting van de demodulatoronderdelen nu geen invloed heeft op de afgestemde kring en de kwaliteitsfactor van deze kring niet nadelig beïnvloed wordt.



Figuur 3/10.7-11: Het praktische schema van een actieve AM-demodulator.

Het AVR-principe

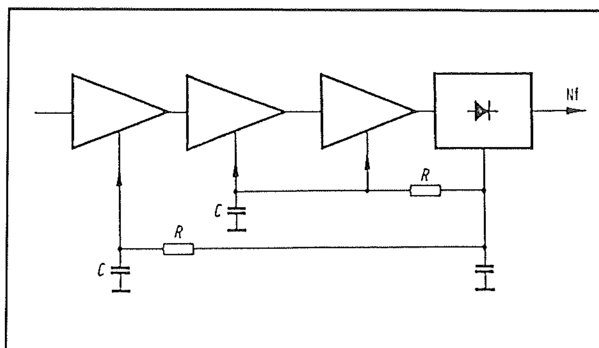
Inleiding

Amplitude modulatie biedt een eenvoudige oplossing voor het verzenden van LF-informatie via een hoogfrequent signaal. Helaas heeft het AM-principe één groot nadeel. De LF-informatie is zeer gevoelig

voor storingen. De informatie zit immers verborgen in het amplitudeverloop van de draaggolf en dit verloop kan gemakkelijk verstoord worden.
Op de eerste plaats kan dat door stoorpulsen die op het gemoduleerde signaal gesuperponeerd worden. Deze tasten de vorm van de omhullende aan en dus ook de vorm van het gedemoduleerde signaal. Aan deze storingen valt weinig te doen.
Maar er is een tweede probleem. In de meeste gevallen zal het AM-signaal versterkt moeten worden alvorens het gedemoduleerd wordt. Zo'n AM-versterker heeft een bepaalde versterkingsfactor en een bepaald uitsturingsbereik. Zolang deze versterker wordt gestuurd met een signaal met een constante en bekende gemiddelde waarde is er niets aan de hand. Men kan de versterkingsfactor zo instellen dat de versterker niet overstuurd wordt. Het versterkte AM-signaal heeft dan steeds dezelfde omhullende vorm als het onversterkte ingangssignaal.
Maar vaak weet men niet hoe groot het ingangssignaal van de AM-versterker is. Denk maar aan een radio-ontvanger, waarbij het ontvangen signaal afhankelijk is van het vermogen van de AM-zender en van de afstand tussen zender en ontvanger. Men staat dan voor een moeilijke keuze. Als men de AM-versterker een grote versterkingsfactor geeft, dan worden zwakke signalen goed versterkt en gedemoduleerd. Maar sterke signalen zullen de AM-versterker volledig oversturen, waardoor het uitgangssignaal van de versterker begrensd wordt. De LF-informatie in de omhullende van het signaal gaat dan volledig verloren. Als men minder versterkt, dan worden sterke signalen goed versterkt, maar zwakke signalen worden te klein om gedemoduleerd te kunnen worden.

Automatische versterkings regeling
Dit probleem is alleen op te lossen door de AM-versterker een instelbare versterkingsfactor te geven. Wordt de versterker gestuurd met zwakke signalen, dan is de versterking maximaal. Ontvangt de versterker sterke signalen, dan wordt de versterking van de schakeling automatisch verkleind.
Een dergelijk principe staat bekend onder de naam AVR, afkorting van automatische versterkings regeling. Vaak treft men ook de benaming AVC aan, afkorting van het Engelse automatic volume control.
De AM-demodulator met diode speelt een belangrijke rol bij het invoeren van deze AVR. Immers, over de demodulator weerstand ontstaat een gemiddelde gelijkspanning, waarvan de grootte een maat is voor het aan de demodulator aangeboden signaal. Maar dit signaal is dus ook een maat voor de grootte van het uitgangssignaal van de AM-versterker! Deze gelijkspanning kan gebruikt worden voor het automatisch regelen van de versterking van de AM-versterker.

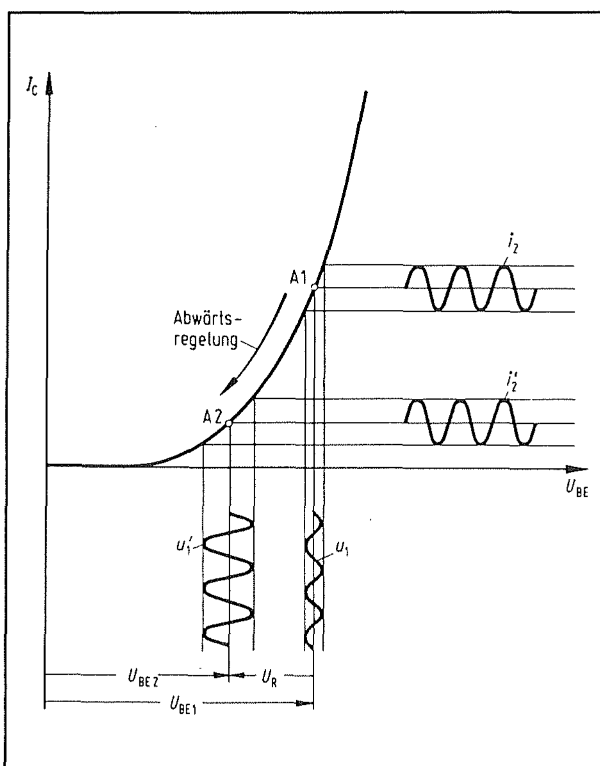
Het principe van AVR
Het blokschema van een AVR-schakeling is getekend in figuur 3/10.7-12.



Figuur 3/10.7-12: Het blokschema van een AVR-systeem, waarbij het regelsignaal wordt afgeleid uit de AM-demodulator.

10.7 Dioden als demodulatoren

Het uit de AM-demodulator afgeleide regelsignaal wordt via een aantal RC-netwerkjes aan de verschillende trappen van de AM-versterker aangeboden. Het gebruik van verschillende RC-netwerken heeft een aantal voordelen. Op de eerste plaats wordt daardoor voorkomen dat de trappen elkaar via een gemeenschappelijke leiding kunnen beïnvloeden. Op de tweede plaats kan men nu door de RC-netwerken verschillend te dimensioneren iedere trap een specifieke regeleigenschap geven. Zo kan men bijvoorbeeld eerst de laatste trappen regelen, waardoor de versterking van de eerste trap langer op zijn maximale waarde ingesteld blijft. Dit is voordelig voor de ruiseigenschappen van de totale schakeling. Eerst als er een zeer grote stoorpiek verschijnt zal ook de eerste trap gestuurd worden.



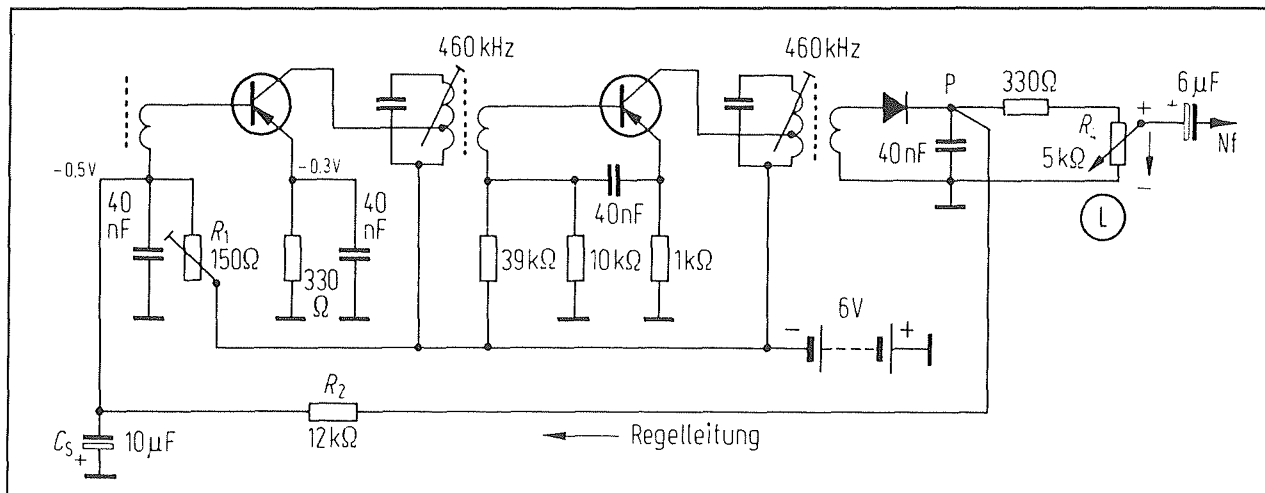
Figuur 3/10.7-13: De werking van de AVR berust op de niet-lineaire U_{be}/I_C-karakteristiek van een transistor.

De werking van de AVR berust op de niet-lineaire karakteristiek die het verband geeft tussen de basis-emitter spanning van een transistor en de collectorstroom. Deze karakteristiek is getekend in figuur 3/10.7-13.
Stel dat de transistor normaal staat ingesteld in werkpunt A1. Deze instelling is het gevolg van een bepaalde basis-emitter spanning U_{BE1}. De signaalspanning u_1 wordt op deze biasspanning gesuperponeerd en wekt in de collectorkring een wisselstroom i_2 op.
Stel nu dat door het aanleggen van een regelspanning U_R op de basis de basis-emitterspanning naar U_{BE2} verschuift. Het gevolg is dat de transistor zich instelt in werkpunt A2. De karakteristiek verloopt rond dit punt veel vlakker, met als gevolg dat een grotere ingangsspanning u_1' nu een even grote collectorwisselstroom i_2' tot gevolg heeft. Door het verplaatsen van het werkpunt van A1 naar A2 kan men dus de versterkingsfactor van de transistortrap verlagen! Een veel grotere ingangsspanning heeft een gelijke collectorstroom tot gevolg.
Dit is het algemene principe van automatische versterkings regeling AVR, dat in zowat iedere AM-versterker wordt toegepast om oversturing van de schakeling te voorkomen.

Het toepassen van de regelspanning

Zoals reeds beschreven kan de regelspanning voor de AVR rechtstreeks uit de AM-demodulator worden afgeleid. Praktisch bruikbare schema's zijn getekend in de figuren 3/10.7-7, -8 en -11.
In figuur 3/10.7-14 is een praktische schakeling getekend van een AM-versterker, waaruit duidelijk blijkt hoe men in de praktijk de regelspanning laat inwerken op de basis van de AM-versterker.

10.7 Dioden als demodulatoren



Figuur 3/10.7-14: Het praktische schema van een AVR-versterker.

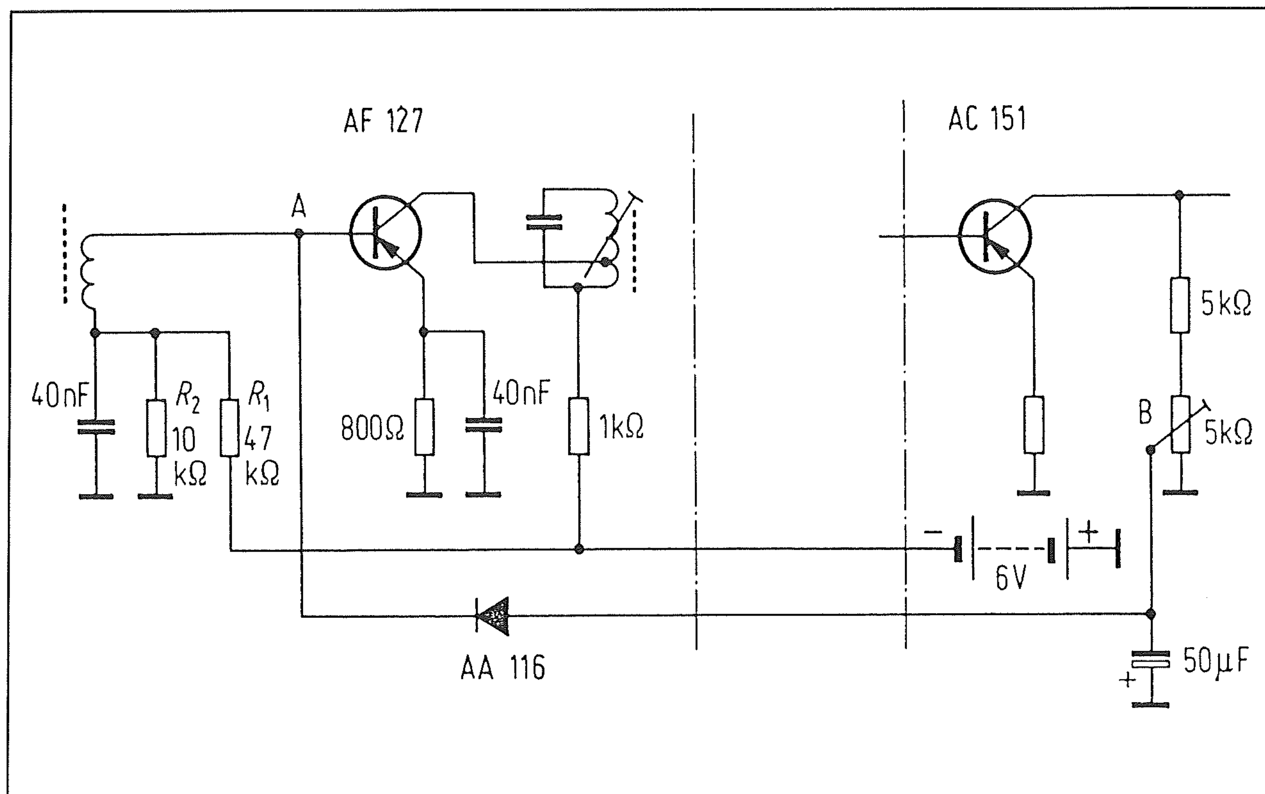
De basis van de eerste transistor wordt met behulp van de instelpotentiometer R1 ingesteld op een spanning van -0,5 V. In de emitter staat een weerstand, de collectorstroom wekt over deze weerstand een spanning van -0,3 V op. De basis-emitter staat dus ingesteld op een spanning van 0,2 V. De AM-demodulator werkt positief. Op punt P ontstaat een positieve gemiddelde gelijkspanning, waarvan de grootte recht evenredig is met de uitgangsspanning van de AM-versterker. Deze spanning wordt via het afvlakfiltertje R2/Cs aangeboden aan de basis van de eerste transistor. Als de uitgangsspanning van de versterker erg groot is zal het AVR-systeem er voor zorgen dat een positieve spanning wordt teruggekoppeld naar de basis van T1. De basis-emitter spanning daalt, de collectorstroom neemt af, de versterking van de eerste trap daalt.

De vertraagde AVR

Bij de eenvoudige schakeling van figuur 3/10.7-14 is het regelsignaal voor de AVR proportioneel met de grootte van de uitgangsspanning van de AM-versterker. Dat betekent dat deze regeling ook al actief is als zeer kleine signalen worden ontvangen. Dat is natuurlijk jammer, want voor dergelijke kleine signalen zou men de volle versterkingscapaciteit van de AM-versterker willen gebruiken. Vandaar dat in alle goede versterkers gebruik wordt gemaakt van een verfijndere AVR, die "vertraagde AVR" wordt genoemd. Bij dit systeem is de regelspanning niet actief als kleine AM-signalen worden ontvangen. Er is als het ware een drempel in de regelkarakteristiek ingebouwd, die ervoor zorgt dat alleen als het signaal boven een bepaalde grootte uitstijgt er geregeld wordt. De term vertraagde AVR is dus in feite niet juist gekozen, omdat er geen sprake is van een vertraging in functie van de tijd, maar in functie van de spanning. Toch wordt deze benaming algemeen gebruikt!

Een eenvoudige schakeling om deze drempel in te bouwen is getekend in figuur 3/10.7-15.
De AF 127 is de eerste transistor van de AM-versterker, de AC 151 is de uitgangstransistor van de AM-demodulator. De instelspanning A van de eerste trap wordt weer verzorgd door een spanningsdeler R1/R2 in de basis.

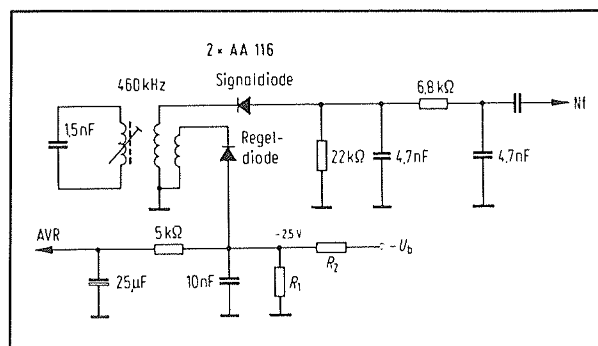
10.7 Dioden als demodulatoren



Figuur 3/10.7-15: Een eenvoudige schakeling die een drempel in de AVR-karakteristiek aanbrengt.

De regelspanning van de demodulator wordt afgevlakt met de condensator van 50 µF en gaat nadien via een germaniumdiode naar de basis van de eerste transistor. De regelspanning moet nu groter zijn dan 0,5 V alvorens de AA 116 gaat geleiden en er sprake kan zijn van beïnvloeding van de versterking van de eerste trap.

Een vaak toegepast principe voor een AM-demodulator met vertraagde AVR is getekend in figuur 3/10.7-16.
In de AM-demodulator zijn nu twee dioden opgenomen. De bovenste is de signaaldiode en zorgt voor de omhullende demodulatie van het signaal. De onderste is de regeldiode en deze zorgt voor het genereren van het regelsignaal voor de vertraagde AVR. De vertraging ontstaat doordat de diode door een negatieve spanning op de anode wordt gepolariseerd. In het getekende voorbeeld wordt deze spanning opgewekt door de spanningsdeler R1/R2. De kathode wordt aangesloten op een extra wikkeling op de afgestemde spoel aan de uitgang van de MF-versterker.



Figuur 3/10.7-16: Een vaak toegepast principe van een AM-demodulator met vertraagde AVR.

Zolang de kathode op een lagere spanning staat dan ongeveer 3 V zal de diode sperren. Wordt het signaal groter, dan gaat de diode geleiden en het gevolg is dat er een stroom naar de condensator van 10 nF gaat vloeien. Deze stroom laadt de condensator op, de spanning wordt meer negatief en deze spanning wordt gebruikt voor het regelen van de trappen van de MF-versterker.

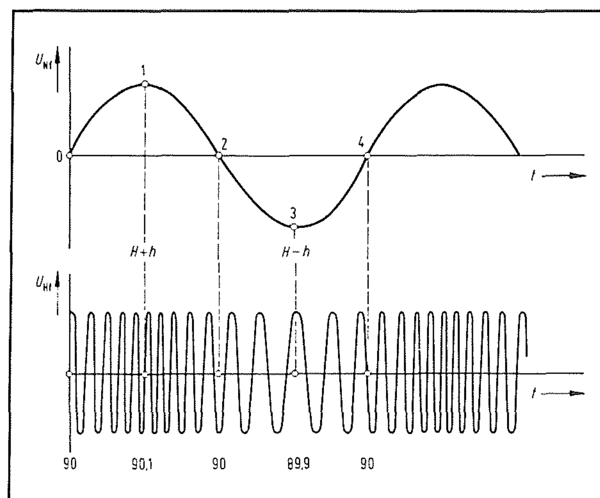
Nadelen van de omhullende AM-demodulator

De omhullende AM-demodulator met dioden heeft enige nadelen. De schakeling werkt dank zij de karakteristiek van een diode en zoals bekend is deze karakteristiek alles behalve lineair. Zeker voor kleine spanningen vertoont de diodekarakteristiek een behoorlijk grote kromming. Een gevolg is dat de omhullende AM-demodulator een vervorming introduceert, die zeer groot wordt als men kleine signalen demoduleert. Een oplossing die vaak wordt toegepast om deze vervorming te minimaliseren is het voorzien van de diode van een kleine bias-spanning, waardoor de anode bijvoorbeeld op een positieve spanning van 0,5 V wordt ingesteld. Op deze manier verschuift de werking naar het meer lineaire gebied van de karakteristiek.

Principes van frequentie modulatie

Het FM-principe

Bij FM zit de laagfrequente informatie niet verborgen in de amplitude van de draaggolf. Deze wordt constant gehouden. Zoals uit figuur 3/10.7-17 blijkt zit de LF-informatie in de frequentie-afwijking tussen de momentele waarde van de frequentie van de draaggolf en de frequentie van het ongemoduleerde draaggolfsignaal.



Figuur 3/10.7-17: Het principe van frequentiemodulatie.

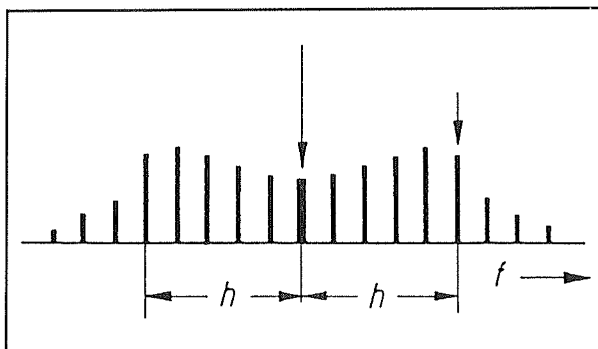
In het getekende voorbeeld bedraagt de ongemoduleerde frequentie van de draaggolf 90 MHz (punt 2). Door het moduleren gaat de frequentie van dit signaal symmetrisch rond deze waarde schommelen. Een positief LF-signaal heeft een frequentiestijging tot gevolg (punt 1), een negatief LF-signaal een frequentiedaling (punt 3).
Ook nu heeft de draaggolf een veel hogere frequentie dan de LF-informatie en heeft een sinusvormig verloop. De LF-informatie kan iedere gewenste vorm hebben.

De frequentie samenstelling van een FM-signaal

Bij een harmonische analyse van een FM-signaal blijkt dat dit een veel ingewikkeldere frequentiesamenstelling heeft dan een AM-signaal.

10.7 Dioden als demodulatoren

Er ontstaan ook zijbanden, maar veel meer dan twee. Deze zijbanden liggen symmetrisch ten opzichte van de frequentie van de ongemoduleerde draaggolf. Hun onderlinge frequentie-afstand is gelijk aan de frequentie van de LF-informatie. In figuur 3/10.7-18 is het frequentiespectrum getekend van een FM-signaal dat gemoduleerd wordt met een sinusoidaal LF-signaal. De dik getekende frequentie in het midden, aangegeven met een pijltje, is de frequentie van de draaggolf.



Figuur 3/10.7-18: De frequentiesamenstelling van een FM-signaal dat gemoduleerd is met een sinusvormig LF-signaal.

De modulatiediepte

Ook bij FM kan men het begrip modulatiediepte definiëren. De modulatiediepte, nu aangegeven met de letter h, is de grootste frequentie-afwijking van het FM-signaal ten opzichte van de frequentie van de ongemoduleerde draaggolf. De totale frequentiezwaai van de draaggolf bedraagt dus 2 x h.

In de praktijk zal men h minstens vijf maal hoger maken dan de maximale frequentie van de LF-informatie. Gebruikt men het FM-signaal voor het uitzenden van muziek, dan beperkt men de bandbreedte van het muzieksignaal tot 15 kHz en moduleert met een h van 75 kHz. Dat betekent dat de frequentiezwaai op het FM-signaal 150 kHz zal bedragen als de LF-informatie de maximale amplitude heeft.

Let op het verband tussen het frequentiespectrum van het FM-signaal en de waarde van h! Deze volgt uit de grafiek van figuur 3/10.7-18.

Toepassingen van FM

Frequentie modulatie wordt in de praktijk voornamelijk toegepast voor het verzenden van muzieksignalen. Iedere radio-ontvanger heeft een FM-band, die gaat van 87,5 MHz tot 107 MHz.

Maar daarnaast wordt FM ook gebruikt voor het verzenden van informatie van sensoren in grote industriële complexen.

Het grote voordeel van FM ten opzichte van AM is dat het gemoduleerde signaal veel ongevoeliger is voor storingen. Storingen op een signaal uiten zich voornamelijk in amplitude-afwijkingen. AM is daar zeer gevoelig voor, FM in veel mindere mate. Natuurlijk wil dat niet zeggen dat FM helemaal niet gevoelig is voor storingen! Naast een duidelijk merkbare amplitude-aantasting heeft iedere stoorpuls ook invloed op de frequentiesamenstelling van het gestoorde signaal. En voor die frequentie-aantasting is ook FM helaas gevoelig.

De noodzaak van constante amplitude

Een en ander heeft tot gevolg dat het voor een goede FM-demodulatie absoluut noodzakelijk is dat de amplitude van het signaal dat aan de ingang van de demodulator wordt aangeboden onder alle omstandigheden constant blijft.

Vandaar dat FM-versterkers zijn voorzien van een begrenzer, die ervoor zorgt dat

het signaal een constante amplitude behoudt. Zo'n begrenzer is in de meeste gevallen niets meer dan een versterkertrap die volledig wordt overstuurd. Het signaal op de uitgang zal dan vastlopen tegen de voedingsspanningen van de schakeling. De vorm van het signaal wordt dat uiteraard aangetast, maar dat is voor de FM-demodulatie geen bezwaar. De schakeling is immers alleen geïnteresseerd in de frequentie-afwijkingen op het FM-signaal en niet in de vorm van het signaal.

De diode als FM-demodulator

Inleiding

In tegenstelling tot de situatie bij AM zijn er veel verschillende systemen ontwikkeld voor het demoduleren van een FM-signaal. Een aantal daarvan maakt gebruikt van dioden en deze zullen in de volgende paragrafen behandeld worden. Deze hebben allemaal hun specifieke voor- en nadelen en worden nog steeds vaak toegepast in FM-ontvangers.
Besproken worden:

- de capacitieve demodulator;
- de Foster-Seeley demodulator;
- de ratio demodulator.

De capacitieve demodulator

Het principe van de capacitieve FM-demodulator berust op het gegeven dat de stroom door een condensator recht evenredig is met de frequentie van het signaal over de condensator.
De stroom die door een condensator vloeit wordt immers gegeven door de formule:

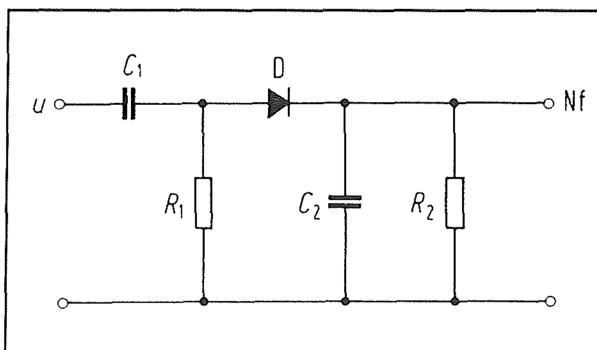
$$i_c = 2 \times \pi \times f \times u_c \times C$$

of:

$$i_c = k \times f$$

in de veronderstelling dat het signaal over de condensator een constante grootte heeft. Deze veronderstelling is juist, immers het FM-signaal heeft een constante amplitude. De stroom door de condensator is dus recht evenredig met de frequentie van het FM-signaal. Als men dat verband in een grafiek uitzet, dan ontstaat een rechte lijn onder een bepaalde hoek. Deze hoek is afhankelijk van de waarde van de condensator.

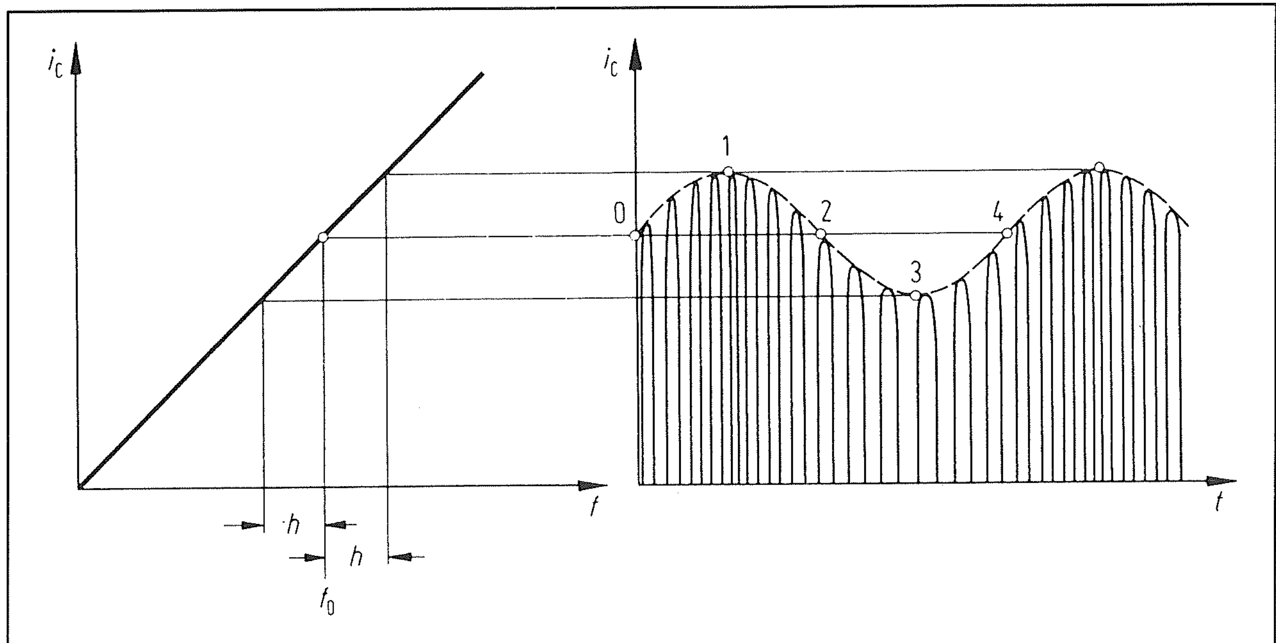
Als men dus, zoals geschetst in figuur 3/10.7-19, aan de serie-schakeling van een condensator C1 en een weerstand R1 een FM-signaal legt, dan zal de stroom door de condensator en de weerstand recht evenredig zijn met de frequentie van het ingangssignaal.



Figuur 3/10.7-19: Het principe van de capacitieve FM-demodulator.

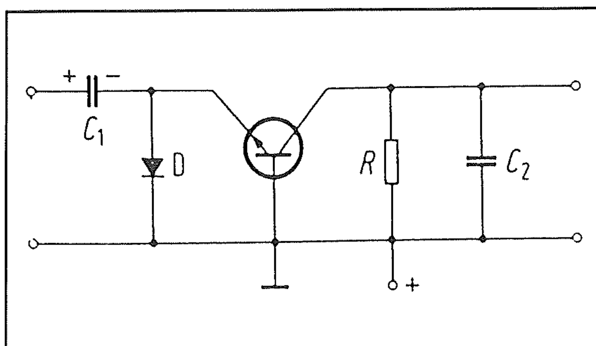
De werking van de schakeling wordt grafisch toegelicht in figuur 3/10.7-20. De stroom door de condensator varieert op het ritme van de LF-informatie! Over de weerstand R1 ontstaat dus een wisselspanning, die gelijkvormig verloopt aan de LF-informatie. Uiteraard zit op deze spanning ook nog HF-informatie.

10.7 Dioden als demodulatoren



Figuur 3/10.7-20: De werking van de capacitieve FM-demodulator grafisch toegelicht.

Het signaal over de weerstand is ongeveer gelijk aan het signaal dat ontstaat na de demodulatie-diode van een omhullende AM-demodulator. Dus kan dit signaal op dezelfde manier verder verwerkt worden. Eerst gelijkrichten met D, nadien afvlakken met C en de condensator ontladen met R2.



Figuur 3/10.7-21: Het basisschema van de actieve capacitieve FM-demodulator.

De actieve schakeling

De basisschakeling van de capacitieve FM-demodulator kan ook uitgevoerd worden met een actief element zoals een transistor. Het basisschema is getekend in figuur 3/10.7-21.

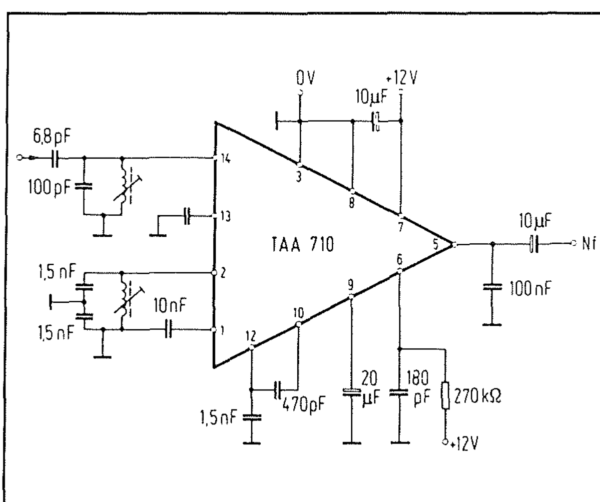
Aan de ingang van de schakeling wordt een FM-gemoduleerd signaal gelegd met een constante amplitude. De perioden van dit signaal laden de condensator C1 periodisch op over de diode D. Tussen twee laadperioden in ontlaadt de condensator zich over de basis-emitter junctie van de transistor. De collector stroompulsen wekken spanningen op over de weerstand R. Het zal duidelijk zijn dat deze spanningspulsen worden afgevlakt door de over de weerstand aanwezige condensator C2. De gemiddelde spanning die op de uitgang van de schakeling ontstaat is dus afhankelijk van het aantal stroompulsen per seconde en dus van de frequentie van het ingangssignaal. Deze frequentie is weer afhankelijk van de op de draaggolf gemoduleerde LF-informatie. Men kan dus besluiten dat de uitgangsspanning recht evenredig verloopt met deze LF-

10.7 Dioden als demodulatoren

informatie en dat de schakeling werkt als FM-demodulator.

Verfijning van de capacitieve FM-demodulator

De beschreven schakeling is de eenvoud zelve, maar heeft twee grote nadelen.
Op de eerste plaats introduceert de diode een niet-lineaire werking, waardoor vervorming ontstaan.
Op de tweede plaats levert de schakeling bij een hoge frequentie van de FM-draaggolf maar zeer kleine spanningen af. De frequentie-deviatie 2 x h is immers zeer klein ten opzichte van de hoge waarde van de draaggolf frequentie.
Het gevolg is dat de condensatorstroom maar weinig rond de gemiddelde waarde zal schommelen.
Dit bezwaar van de in wezen zeer ideale schakeling kan opgelost worden door de frequentie van de draaggolf kunstmatig te verlagen.
Dat kan door het FM-signaal te mengen in een mengtrap met het signaal van een locale oscillator.



Figuur 3/10.7-22: Een praktische schakeling van de capacitieve FM-demodulator met verlaagde draaggolffrequentie.

Heeft de ongemoduleerde FM-draaggolf een frequentie van 10,7 MHz, dan kan men dit signaal mengen met het signaal van een locale oscillator van bijvoorbeeld 10,9 MHz. Het gevolg is dat de nieuwe FM draaggolf frequentie gelijk wordt aan 200 kHz, want de menger levert een signaal waarvan de frequentie gelijk is aan het frequentieverschil tussen beide te mengen signalen.
De frequentiezwaai op dat signaal als gevolg van de FM-modulatie is echter nog wel even groot!. De frequentie van dit nieuwe signaal varieert dan bijvoorbeeld tussen 125 en 275 kHz en nu is het RC-netwerk wél in staat een praktisch bruikbare LF-spanning op te wekken.

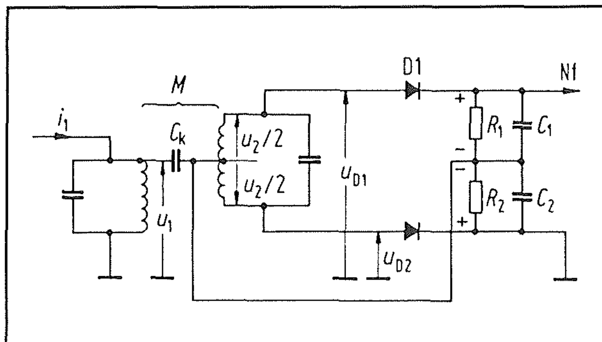
In figuur 3/10.7-22 is een praktische schakeling getekend rond een IC, waarin gebruik wordt gemaakt van het beschreven principe.
Het 10,7 MHz FM-signaal gaat via een afgestemde kring naar pen 14 van het IC. De in het IC aanwezige locale oscillator wordt via de onderste afgestemde kring afgeregeld op 10,9 MHz. De overige onderdelen zijn alleen noodzakelijk voor het instellen en stabiliseren van de schakeling.

De Foster-Seeley demodulator

Deze demodulator gaat onder verschillende benamingen door het leven:
- Foster-Seeley demodulator, naar de ontwerpers van de schakeling;
- fase demodulator, naar het werkingsprincipe van de schakeling;
- Armstrong demodulator;
- Riegger demodulator.

Het basisschema van de Foster-Seeley demodulator is getekend in figuur 3/10.7-23.

10.7 Dioden als demodulatoren



Figuur 3/10.7-23: Het basisschema van een Foster-Seeley demodulator voor FM.

Belangrijkste onderdeel is een spoel met drie wikkelingen. De primaire is verbonden met de uitgang van de FM-versterker. De twee secundaire spoelen zijn identiek. Tussen de primaire en de secundaire bestaan twee koppelingen. In eerste instantie uiteraard de magnetische koppeling, voorgesteld door M, in tweede instantie een capacitieve koppeling via de condensator C_k. De spoel wordt afgeregeld op de ongemoduleerde draaggolf frequentie van het FM-signaal. De magnetische koppeling wekt in de twee secundaire wikkeling spanningen $u_{2/2}$ op, die bij resonantie in fase zijn met de ingangsspanning. Bovendien draagt de condensator C_k nog eens de volledige primaire spanning u_1 over naar het middenpunt van de twee secundaire wikkelingen.

Het gevolg van beide koppelingen is dat men de spanningen op de anodes van de dioden D1 en D2 kan bepalen als:

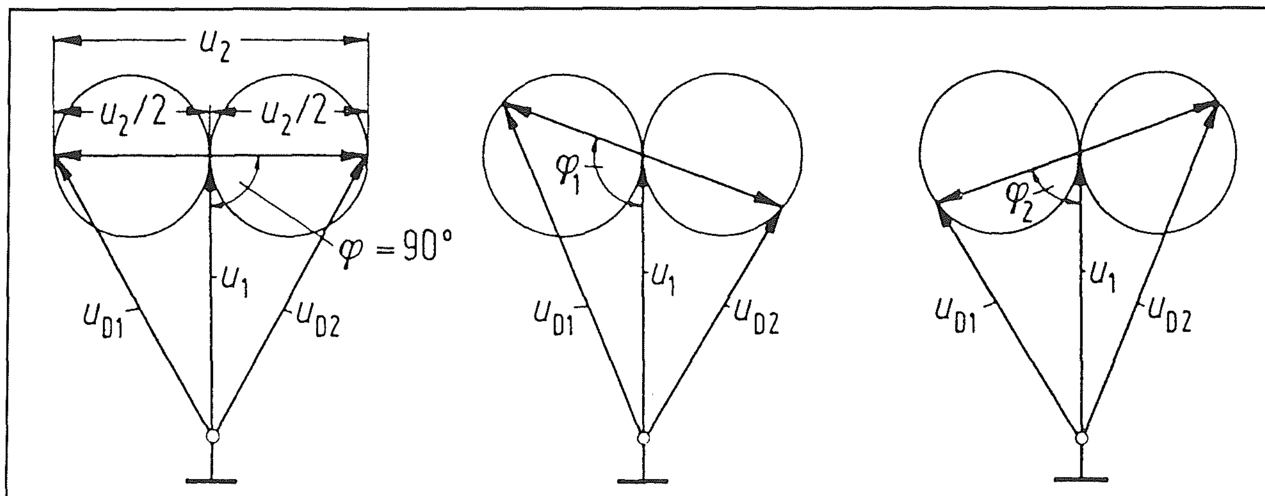
$U_{D1} = u_1 + u_{2/2}$

$U_{D2} = u_1 - u_{2/2}$

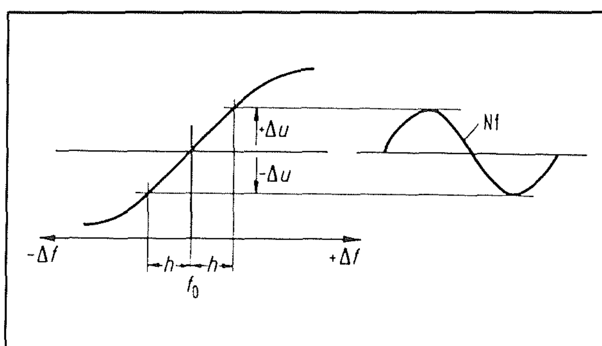
Om de werking van de schakeling te doorgronden is het noodzakelijk het vectordiagram van alle spanningen op te stellen. Dat is getekend in figuur 3/10.7-24 voor drie verschillende omstandigheden. Namelijk als de FM-versterker een signaal met de ongemoduleerde frequentie aflevert (modulatiediepte gelijk aan nul) en als de FM-versterker een signaal met een hogere of lagere frequentie aflevert (modulatie in positieve of negatieve zin).

In het eerste geval blijft duidelijk dat de spanningen over beide dioden precies 90° in fase gedraaid zijn ten opzichte van het primaire signaal.
Het gevolg is dat de twee diodespanningen even groot zijn. Deze spanningen worden gelijkgericht door de dioden en de gelijkgerichte spanningen ontstaan over de twee weerstanden R1 en R2. De twee spanningen hebben tegengestelde polariteiten, de somspanning over beide weerstanden is nul. De LF-uitgang levert dus geen spanning af.
Als echter de frequentie van het FM-signaal afwijkt van de resonantiefrequentie van de afgestemde kring aan de ingang, dan zullen er van 90° afwijkende faseverschuivingen optreden tussen U_1 en de twee deelspanningen $U_{2/2}$. Het gevolg is nu dat de twee diodespanningen niet meer even groot zijn en er over de serieschakeling van beide weerstanden een positief of negatief spanningsverschil ontstaat. Dat is de LF-spanning van de demodulator.
Het zal immers duidelijk zijn dat de verschilspanning recht evenredig is met het verschil tussen de momentele waarde van de FM-frequentie en deze bij modulatie gelijk aan nul.
De werking van de Foster-Seeley demodulator is nog eens grafisch samengevat in figuur 3/10.7-25. Hieruit blijkt duidelijk dat de transferkarakteristiek van de schakeling een groot lineair bereik heeft rond het punt $F_{FM} = f_o$. Deze S-vormige grafiek is karakteristiek voor dit soort FM-demodulatoren.

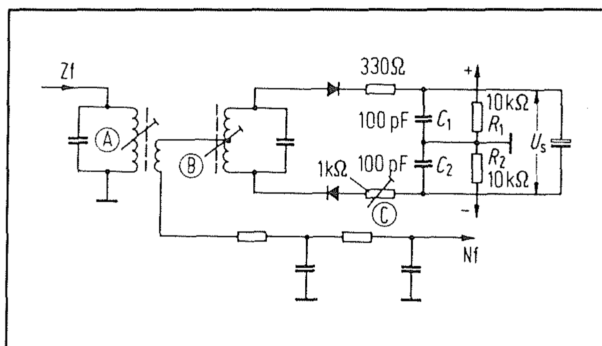
10.7 Dioden als demodulatoren



Figuur 3/10.7-24: De werking van de Foster-Seeley demodulator grafisch toegelicht.



Figuur 3/10.7-25: De transferkarakteristiek van de Foster-Seeley demodulator.



Figuur 3/10.7-26: Het praktische schema van een ratio-demodulator.

Het zal nu ook wel duidelijk zijn dat als de FM-ontvanger niet goed op de draaggolf frequentie staat afgestemd er een verschuiving in positieve of negatieve zin ontstaat. De gemiddelde gelijkspanning op de uitgang van de demodulator wijkt dan af van 0 V en deze restspanning kan gebruikt worden voor het opbouwen van een automatische frequentie correctie AFC.

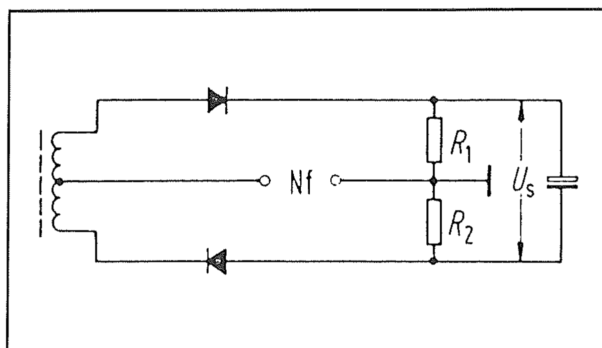
De ratio-demodulator

De ratio-demodulator is een verdere ontwikkeling van de Foster-Seeley demodulator. Het voordeel van deze schakeling is dat er een automatische begrenzing van het FM-signaal wordt toegepast, zodat deze schakelfunctie niet meer in de FM-versterker moet worden ingebouwd.

Het basisschema van een ratio-demodulator voor FM is getekend in figuur 3/10.7-26. Het voornaamste verschil met de Foster-Seeley demodulator is dat beide dioden tegengesteld geschakeld zijn. De door de diode gedemoduleerde spanningen staan dus nu in serie over de weerstanden R1 en R2 en worden bij elkaar opgeteld in plaats van elkaar afgetrokken. Over de twee weerstanden is een extra condensator geschakeld met een grote capaciteit.

10.7 Dioden als demodulatoren

Men gebruikt daar meestal een vrij grote elco voor. Deze grote condensator is verantwoordelijk voor het onderdrukken van amplitudeschommelingen in het FM-signaal en zorgt dus voor de noodzakelijke begrenzing van het signaal.
Als de FM-frequentie gelijk is aan de resonantiefrequentie van het filter A+B, dan zullen beide secundaire spanningen weer 90° in fase gedraaid zijn ten opzichte van het primaire signaal. Over de twee weerstanden worden identieke spanningen opgebouwd, die nu echter dezelfde polariteit hebben en bij elkaar opgeteld worden. Deze somspanning laadt de grote elco op.
Hoe het LF-signaal ontstaat bij modulatie kan het best toegelicht worden aan de hand van figuur 3/10.7-27, waar de schakeling iets vereenvoudigd is getekend. Men herkent nu duidelijk een brugstructuur, waarbij de LF-informatie van een van de diagonalen van de brug wordt afgenomen.



Figuur 3/10.7-27: De werking van de ratio-demodulator toegelicht aan de hand van een vereenvoudigd schema.

Bij $f_{FM} = f_0$ staan over beide weerstanden even grote spanningen, zodat de brug in evenwicht is en er geen spanningsverschil aanwezig is tussen de twee LF-aansluitpunten.

Bij afwijkende FM-frequentie zijn de spanningen over beide weerstanden niet meer even groot. De brug verliest haar evenwicht met als gevolg dat tussen de twee aansluitingen van de LF-diagonaal een spanningsverschil ontstaat.

Aan de hand van de vereenvoudigde brugschakeling is ook de werking van de begrenzing te begrijpen. Als de demodulator met een constant signaal wordt gestuurd zal de elco tot een constante spanning opladen. Dat is de evenwichtsituatie. Over de dioden staat een bepaalde, kleine spanning. Als echter de FM-versterker door een AM-storing een veel grotere spanning levert, dan zal de spanning over de dioden stijgen. De inwendige weerstanden van deze onderdelen neemt af, met als gevolg dat de elco opeens via twee lage impedanties over de secundaire wikkelingen van de spoel komt te staan. Door deze capacitieve belasting wordt de spoel uitermate gedempt, waardoor de amplitudefrequentie karakteristiek veel vlakker gaat verlopen. Het gevolg is dat de AM-storing zo goed als volledig onderdrukt wordt en de werking van de demodulator niet erdoor wordt verstoord.

Principes van stereo-modulatie

Inleiding

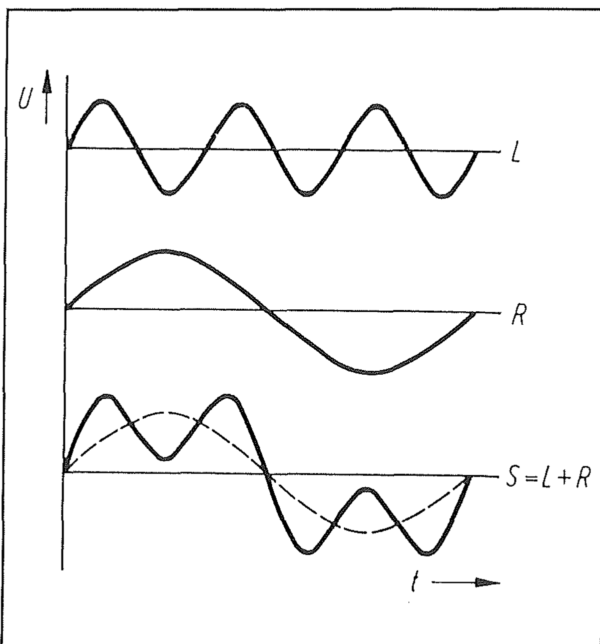
Bij stereo-modulatie worden de twee stereosignalen L en R op een dusdanige manier op de draaggolf gemoduleerd dat deze signalen in de demodulator weer uit het gecombineerde signaal terug te winnen zijn. Maar bovendien is deze modulatie zo uitgevoerd dat het ook eenvoudig

mogelijk is het somsignaal (L + R) te herwinnen. Op deze manier kan een stereosignaal gedemoduleerd worden in een mono-ontvanger (demodulatie van L + R) en in een stereo-ontvanger (demodulatie van L én R).

Het modulatie-signaal

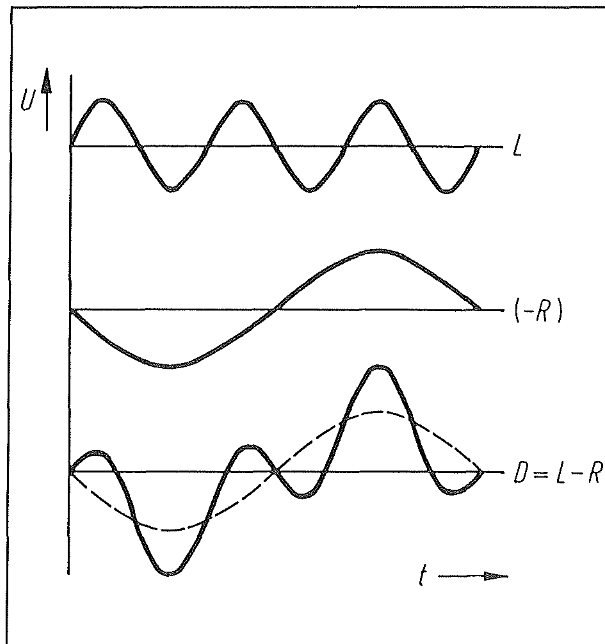
In de modulator worden de originele geluidsignalen L en R omgezet in twee hulpsignalen, die gelijk zijn aan (L - R) en aan (L + R).
Maar eerst wordt de bandbreedte van de signalen door middel van zeer scherpe filters begrensd tot 15 kHz aan de hoge kant en tot 30 Hz aan de lage kant. Dat is noodzakelijk omdat anders de bandbreedte van het volledig gemoduleerde signaal veel te groot zou worden.

Het somsignaal (L + R) ontstaat, zie figuur 3/10.7-28, door het linker en rechter signaal bij elkaar op te tellen.



Figuur 3/10.7-28: Het somsignaal (L + R) ontstaat door het mengen van beide stereosignalen.

Daarvoor kan een eenvoudige mengschakeling gebruikt worden.



Figuur 3/10.7-29: Het verschilsignaal (L - R) ontstaat door een van de signalen 180° in fase te draaien en het nadien bij het andere op te tellen.

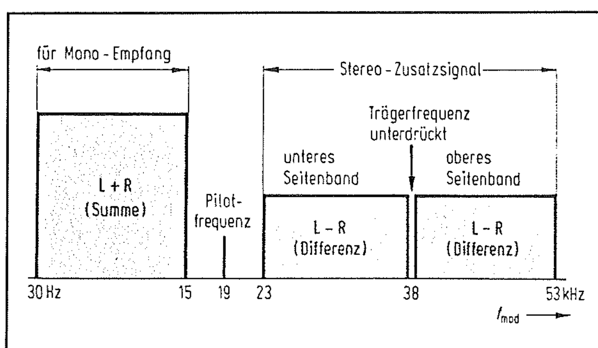
Het verschilsignaal (L - R) ontstaat door eerst, zie figuur 3/10.7-29, een van de signalen 180° in fase te draaien en dit signaal nadien op dezelfde manier bij het andere op te tellen.

Het volledige modulatiesignaal is voorgesteld in figuur 3/10.7-30. Het (L - R)-signaal wordt in amplitude gemoduleerd op een draaggolf met een frequentie van 38 kHz. Er ontstaan dan, zoals bekend van figuur 3/10.7-3, twee zijbanden die symmetrisch liggen rond de draaggolf. Nadien gaat dit AM-signaal door een zeer smalbandig bandsperfilter dat afgestemd is op 38 kHz. Dit filter verwijdert de draaggolf uit het gemoduleerde signaal. Er blij-

10.7 Dioden als demodulatoren

ven dus alleen de twee (L - R) zijbanden over. Waarom dat gebeurt is niet zo eenvoudig te verklaren. Het heeft iets te maken met het uitsturingsbereik van de zender.
De twee zijbanden bestrijken frequentiegebieden van respectievelijk 23 kHz tot 37,97 kHz en van 38,03 kHz tot 53 kHz. Uit deze cijfers blijkt duidelijk hoe steil het bandsperfilter moet zijn!

De twee zijbanden worden opgeteld bij het somsignaal (L + R). Dat bestrijkt het frequentiespectrum van 30 Hz tot 15 kHz. Tussen beide signalen is dus een "gat" in het frequentiespectrum aanwezig dat zich uitstrekt van 15 kHz tot 23 kHz.



Figuur 3/10.7-30: Het volledige frequentiespectrum van een stereo-gemoduleerd signaal.

Tot slot wordt er in het genoemde "gat" nog een sinusoidaal signaaltje met een frequentie van 19 kHz geplaatst. De frequentie van dit signaal is de helft van de frequentie van de onderdrukte draaggolf van 38 kHz. Dit signaal is in de stereodemodulator noodzakelijk voor het herwinnen van de draaggolf. Dit 19 kHz signaal noemt men de piloottoon. Behalve voor het herwinnen van de draaggolf wordt dit signaaltje ook nog gebruikt om de gebruiker te melden dat er een stereogemoduleerd signaal wordt ontvangen.

De vier signalen, te weten:
- het (L + R)-signaal;
- de piloottoon van 19 kHz;
- de onderste zijband van het (L - R)-signaal;
- de bovenste zijband van het (L - R)-signaal;

worden met elkaar gemengd en in frequentie gemoduleerd op een HF-draaggolf. Dit volledige signaal wordt ook wel eens het multiplex-signaal, afgekort tot Mx, genoemd.

Het volledige stereosignaal heeft dus een bandbreedte van 30 Hz tot 53 kHz en is daarmee heel wat breedbandiger dan een normaal monosignaal! Vandaar dat er aan de ontvangstzijde heel hoge eisen worden gesteld aan de FM-versterker.

De diode als stereo demodulator

Inleiding
In de FM-ontvanger wordt het stereogemoduleerde FM-signaal ontvangen, versterkt en begrensd. Nadien wordt dit signaal aan een gewone, maar wel zeer breedbandige FM-demodulator aangeboden die de LF-informatie op de beschreven manier uit de draaggolf haalt. Bij mono-ontvangst gaat het gemoduleerde signaal door een scherp afsnijdend laagdoorlaatfilter, dat alle frequenties van meer dan 15 kHz verwijdert. Wat na dit filter overblijft is het (L + R)-signaal, zodat de som van linker en rechter signaal als monosignaal ter beschikking staat.

Bij stereo-ontvangst gaat het gemoduleerde signaal, met de in figuur 3/10.7-30

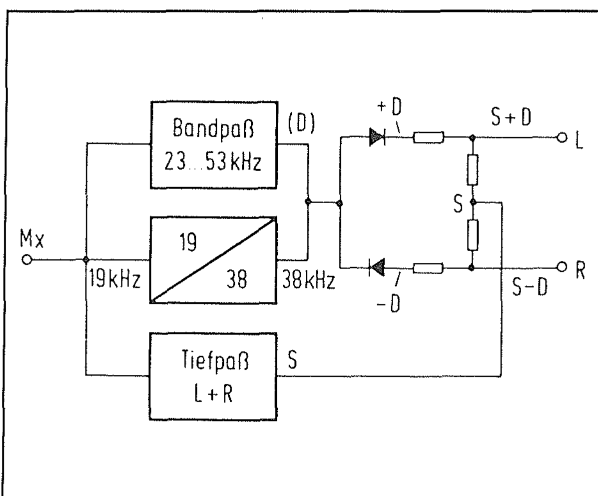
10.7 Dioden als demodulatoren

getekende samenstelling, naar een speciale demodulator, die er de originele L- en R-signalen uit afleidt.

Hoewel er ook op het gebied van stereodemodulatoren verschillende principes zijn ontwikkeld spelen dioden een zeer belangrijke rol bij de twee meest toegepaste systemen, namelijk:
- de matrix-demodulator;
- de multiplex-demodulator.

Zelfs in moderne geïntegreerde stereodemodulatoren volgens het PLL-principe zal men een van deze systemen aantreffen voor de recuperatie van de linker en rechter signalen!

Het principe van de matrix-demodulator
Het principe van de diode-demodulator voor stereo-multiplex signalen volgens het matrix-principe is getekend in figuur 3/10.7-31.



Figuur 3/10.7-31: Het blokschema van een matrix-demodulator.

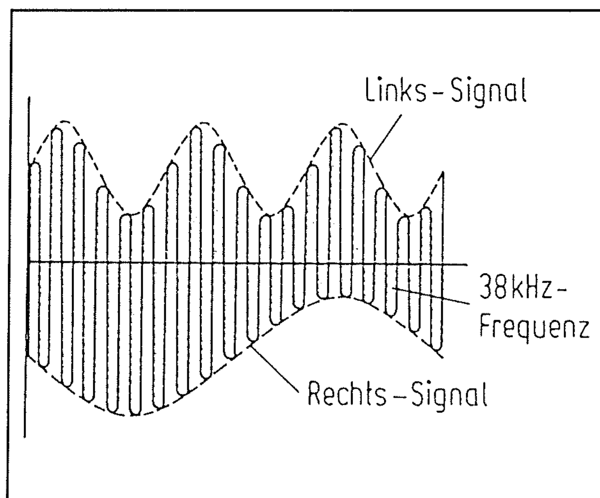
Het van de FM-demodulator komende multiplex-signaal Mx wordt in eerste instantie ontleed in zijn drie samenstellende componenten.

Door middel van een steil laagdoorlaatfilter wordt het som-signaal S = (L + R) uitgefilterd. Hetzelfde gebeurt met behulp van een banddoorlaatfilter met het verschilsignaal D = (L - R). Tot slot wordt de 19 kHz piloottoon uitgefilterd, alweer met een scherp banddoorlaatfilter. Vandaar dat oude, discreet opgebouwde stereo-demodulatoren zoveel af te regelen spoelen hadden!
De piloottoon wordt in een frequentieverdubbelaar omgezet in een signaal met een frequentie van 38 kHz. Dat gebeurt door middel van een diodeschakeling, die zowel de negatieve als de positieve alternantie van het 19 kHz signaal gelijkricht. Het gelijkgerichte signaal heeft dan uiteraard de dubbele frequentie en uit dit signaal kan men een mooie sinus van 38 kHz afleiden met (uiteraard) een bandfilter.
Dit signaal wordt gemengd met het verschilsignaal D, zodat weer een amplitude gemoduleerd signaal ontstaat met een draaggolffrequentie van 38 kHz. Dit signaal wordt vervolgens toegevoerd aan twee AM-demodulatoren. De dioden van deze modulatoren zijn echter tegengesteld gepoold. Deze halen de LF-informatie D uit de draaggolf, met als gevolg dat na de dioden twee gedemoduleerde signalen +D en -D met tegengestelde polariteit ontstaan.Tussen de twee dioden is een weerstandnetwerk opgenomen, bestaande uit vier in brug geschakelde weerstanden. Het somsignaal S wordt op één knooppunt van dit netwerk aangeboden.

De werking van de schakeling kan alleen begrepen worden door enige eenvoudige berekeningen te maken.
De bovenste diode levert het gedemoduleerde positieve somsignaal +D. De onderste diode levert hetzelfde signaal, maar nu met negatieve polariteit.

10.7 Dioden als demodulatoren

Met kan dus besluiten:
+D = (L - R)
-D = -(L - R) = R - L.
De vier weerstanden kunnen opgevat worden als eenvoudige resistieve mengers, die de signalen +D en -D mengen met het signaal S, gelijk aan (L + R).
Op het bovenste knooppunt van de vier weerstanden ontstaat dus een signaal:
S + (+D);
op het onderste knooppunt een signaal:
S + (-D).
Vult men de berekende waarden voor S, +D en -D in deze formules in, dan ontstaat:
S + (+D) = (L + R) + (L - R) = 2L
S + (-D) = (L + R) + (R - L) = 2R.
De twee signalen L en R verschijnen dus op de bovenste en onderste knooppunten van de weerstandsmenger!



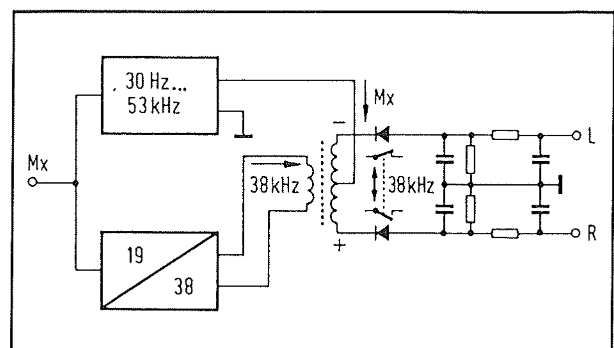
Figuur 3/10.7-32: Het resultaat van het mengen van de herwonnen 38 kHz draaggolf met het gehele Mx-signaal.

Het principe van de multiplex-demodulator

Bij de matrix-demodulator wordt de herwonnen draaggolf gecombineerd met de 23 tot 53 kHz zijbanden van het (L - R) signaal en als gevolg ontstaat weer het oorspronkelijke AM-gemoduleerde signaal. Als men nu echter die draaggolf mengt met het volledige multiplexsignaal, met een bandbreedte van 30 Hz tot 53 kHz, dan ontstaat een geheel ander mengproduct. Hoe dat product er uit ziet is getekend in figuur 3/10.7-32.

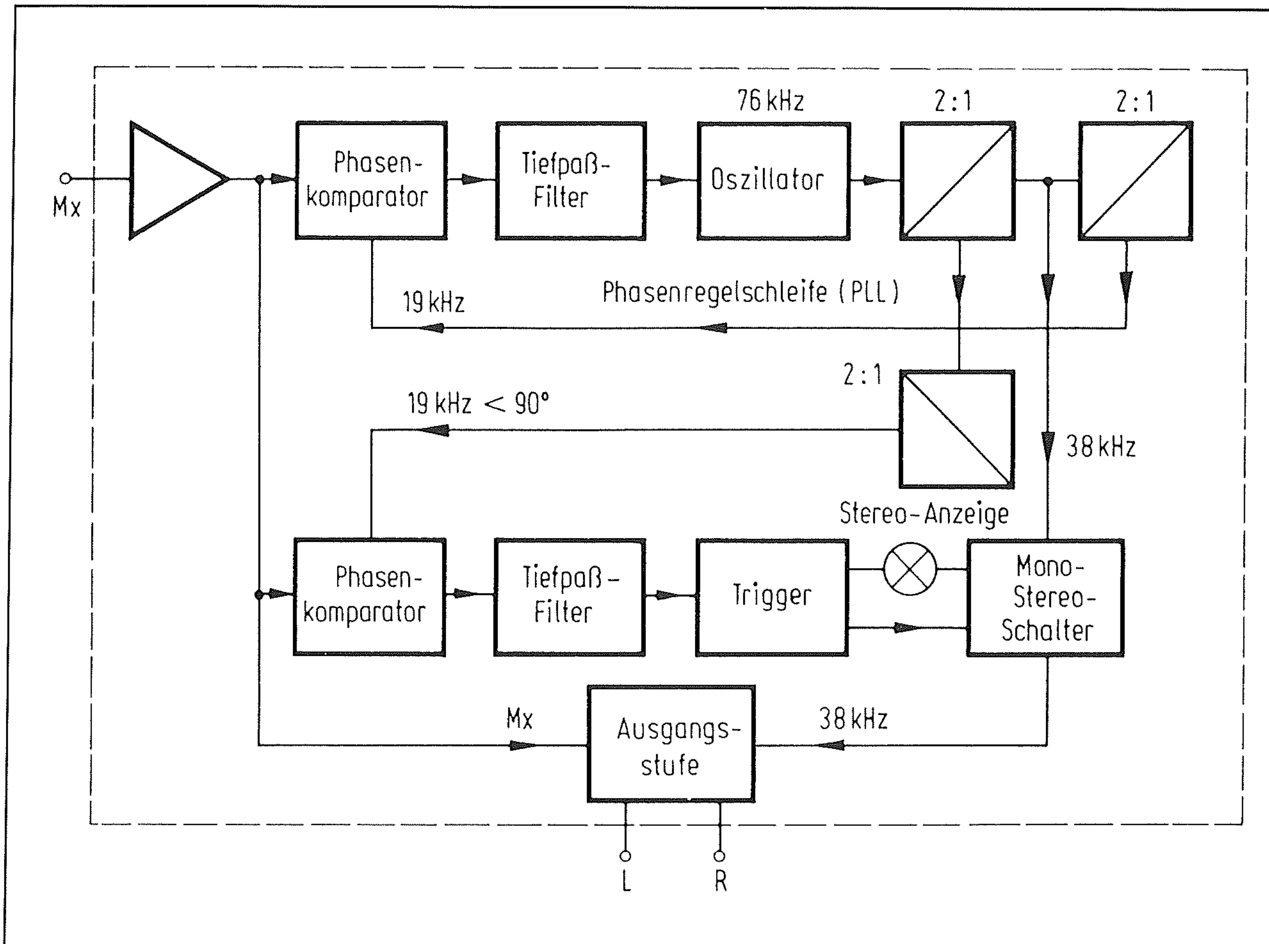
Hoe dat signaal nu precies ontstaat is in feite niet fysisch aan te tonen. Alleen door een flink stuk vrij ingewikkelde wiskunde op het principe los te laten kan men aantonen dat wat getekend is inderdaad ontstaat. De lezer moet het dit dus maar aannemen!
Hoe dan ook, duidelijk blijkt dat het resultaat er uit ziet als een soort in amplitude gemoduleerd signaal op een draaggolf van 38 kHz, waarbij de omhullende echter niet symmetrisch is, maar aan de bovenzijde het linker signaal volgt en aan de onderzijde het rechter signaal.

Dank zij dit merkwaardige resultaat kan men op een heel eenvoudige manier de beide LF-signalen uit het mengproduct afleiden. Het volstaat immers de twee omhullende vormen afzonderlijk gelijk te richten op het ritme van de polariteit van het 38 kHz signaal.



Figuur 3/10.7-33: De fundamentele schakeling van een multiplex-demodulator.

10.7 Dioden als demodulatoren



Figuur 3/10.7-34: Het blokschema van een moderne geïntegreerde stereo-demodulator.

Is dit signaal positief, dan ontstaat na de gelijkrichting het linker signaal. Is de draaggolf negatief, dan ontstaat het rechter signaal.

Hoe dat kan volgt uit figuur 3/10.7-33. De uit de piloottoon herwonnen 38 kHz draaggolf wordt flink versterkt, zodat er een soort blokspanning ontstaat. Deze blokspanning wordt via een trafo aangeboden aan de demodulator. Het volledige multiplex-signaal gaat naar de twee secundaire wikkelingen. Iedere secundaire wikkeling is afgesloten met een gewone AM-demodulator, samengesteld uit diode, condensator en ontlaadweerstand. De dioden kunnen alleen demoduleren als de spanning op de anode positief is ten opzichte van de spanning op de kathode. Daarvoor wordt het 38 kHz signaal gebruikt. Dit signaal zorgt ervoor dat de dioden alleen kunnen demoduleren als de omhullende of het linker LF-signaal (bovenste diode) of het rechter LF-signaal (onderste diode) bevat. De dioden worden als het ware afwisselend ingeschakeld door het 38 kHz signaal, met als gevolg dat de bovenste diode alleen de bovenste omhullende demoduleert (linker signaal) en de onderste diode alleen de onderste omhullende (rechter signaal).

Doordat de twee dioden als schakelaars werken zullen de linker en rechter signalen nog veel restanten van het 38 kHz signaal bevatten. Vandaar dat er na de

demodulator nog eens twee RC-filtertjes zijn opgenomen, die deze restanten uitfilteren.

Het multiplex-systeem in moderne stereo-demodulatoren

In moderne FM-ontvangers zijn de stereo-demodulatoren uitgevoerd onder de vorm van een IC. De meeste IC's werken volgens het PLL-principe. Toch heeft dit principe in feite niets te maken met het eigenlijke demodulator-proces. Dat wordt nog steeds opgelost met een eenvoudige diode-schakeling volgens het multiplex-principe. Het phase locked loop procédé wordt alleen gebruikt om zonder gebruik te moeten maken van dure en grote spoelen de 38 kHz draaggolf uit de 19 kHz piloottoon af te leiden.

In figuur 3/10.7-34 is als voorbeeld het interne blokschema getekend van een XR 1310. Het grootste gedeelte van het blokschema houdt zich alleen bezig met het regenereren van het 38 kHz signaal, de sturing van de stereo-indicator (een lampje) en de ingebouwde elektronische mono-stereo schakelaar. De eigenlijke stereo-demodulator is het blokje "Ausgangsstufe". Aan dit blokje worden de 38 kHz draaggolf en het volledige Mx-signaal aangeboden en het zal dus duidelijk zijn dat deze trap werkt volgens het beschreven multiplex-principe.

10.7 Dioden als demodulatoren

3/10.8

Schakelingen met thyristoren en triac's

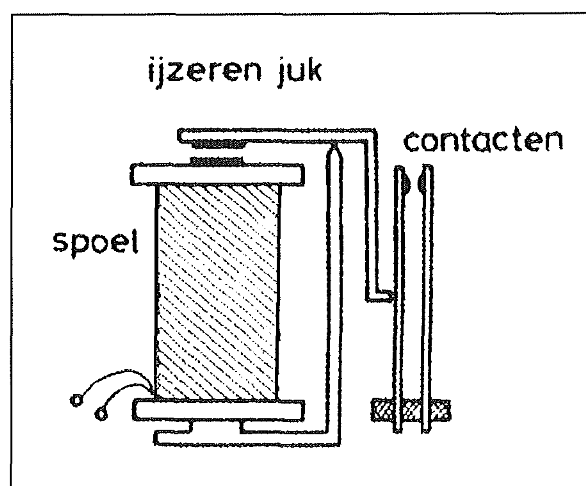
Inleiding

Alleen maar dimmers?

Wie de woorden "thyristor" en "triac" in de mond neemt, denkt automatisch aan dimmers. Inderdaad zijn dimmers en meer in het algemeen vermogensregelingen volgens het principe van de "fase aansnij besturing" de voornaamste toepassingsgebieden van thyristoren en triac's. Tóch kunt u veel meer met deze interessante onderdelen. In dit hoofdstuk gaan we, voor de volledigheid, eerst in op de toepassingen van deze onderdelen in dimmerschakelingen en gaan we nadien wat minder voor de hand liggende toepassingen beschrijven.

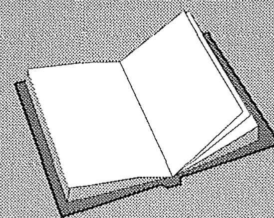
Elektronisch vermogen schakelen met relais

In de elektrotechniek deed zich al heel vroeg de vraag voor naar een schakelaar die niet met de hand, maar elektrisch kan worden omgeschakeld. Daaruit kwam allereerst het relais voort. Als we een stroom door een spoel sturen vormt deze een magnetisch veld en trekt een ijzeren juk aan, zie figuur 3/10.8-1. Dit juk schakelt de contacten. Om goed te kunnen schakelen, moet een spoel erg veel stroom opnemen. Spoelvermogens bedragen al gauw 1 W. Bovendien vraagt het schakelen van hoge stromen grote contacten, terwijl het schakelen van hoge spanningen zeer snel dient te gebeuren en de contacten verder uit elkaar dienen te staan.



Figuur 3/10.8-1: De eerste vermogensschakelaar was het elektromechanisch relais.

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.14
Hoofdstuk 3/8.10.12
Hoofdstuk 6/4

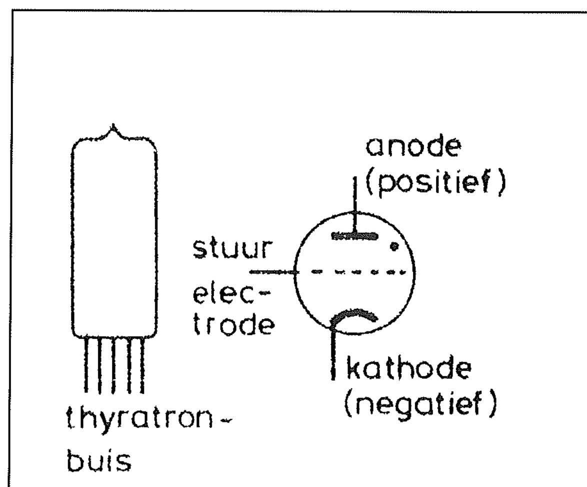


10.8 Schakelingen met thyristoren en triac's

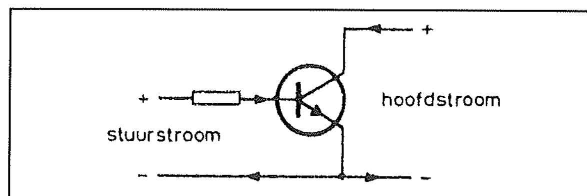
Hieruit volgt direct dat relais aan slijtage onderhevig zijn. Relais moeten dus regelmatig vervangen worden en zijn tevens relatief groot en kwetsbaar voor schokken en stoten. Het is dus niet verwonderlijk dat men naar andere oplossingen heeft gezocht.

Toen kwam de thyratron
Deze oplossing vond men allereerst in de vorm van een zogenoemd "thyratron". Dit is, zie figuur 3/10.8-2, een buis gevuld met gas. Zolang dit gas koud is bevat het geen geladen deeltjes, ionen genaamd, en kan er ook geen stroom doorheen lopen. Door spanning op een hulpelektrode te zetten worden er geladen deeltjes in het gas gevormd en gaat er een stroom lopen. Deze stroom houdt het gas warm, waardoor er steeds voldoende ionen worden gevormd om de stroom te onderhouden. Helaas zijn de stromen die we met een thyratron kunnen schakelen maar klein en gaat er veel spanning verloren.
Een eenmaal ontstoken thyratron gaat pas uit als we de spanning van de hoofdelektroden afnemen. Dat doet erg denken aan de werking van een thyristor en inderdaad is de thyristor de halfgeleider-versie van het thyratron.

De transistor als vermogensschakelaar
Toen de transistor zijn intrede deed, zag men hierin direct de ideale elektronische schakelaar. Als we geen stroom in de basis sturen, kan er ook geen stroom van collector naar emitter lopen en staat de transistor in sper. Zodra we echter een stroom in de basis sturen, zie figuur 3/10.8-3, kan er van de collector een stroom naar de emitter lopen, terwijl er hooguit 0,4 V spanningsverlies optreedt. Een nadeel is echter dat de stroom door de basis ook naar de emitter loopt zodat de stuurstroom vanuit de emitter weer terug moet kunnen lopen. Het stuurstroomcircuit is dus altijd met het uitgangscircuit verbonden, hetgeen voor wisselstroomtoepassingen wel eens vervelend kan zijn.



Figuur 3/10.8-2: Het thyratron was de gasgevulde versie van de moderne thyristor.

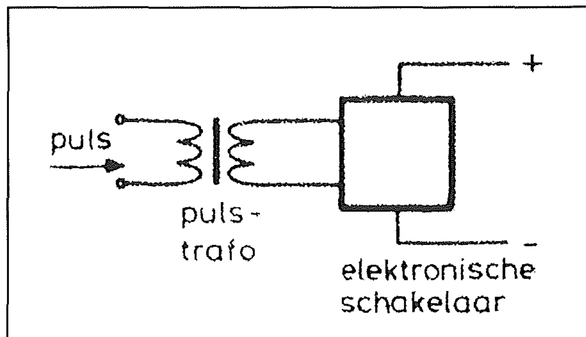


Figuur 3/10.8-3: De transistor is een ideale elektronische vermogensschakelaar, maar biedt geen galvanische scheiding tussen in- en uitgang.

Vermogen schakelen met de thyristor
Zouden we de elektronische schakelaar met een puls kunnen aanzetten, dan kan deze puls gemakkelijk via een kleine trafo worden aangevoerd, zie figuur 3/10.8-4, en daarmee komt het stuurstroomcircuit los van het uitgangscircuit te liggen. Een nadeel is dan dat de scha-

10.8 Schakelingen met thyristoren en triac's

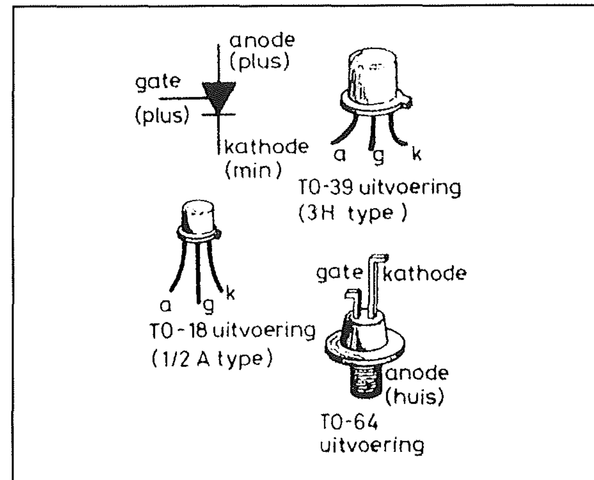
kelaar open blijft staan zolang er spanning over staat, maar dat is voor wisselspanning geen bezwaar.



Figuur 3/10.8-4: Het scheiden van stuurstroom- en hoofdstroomcircuit.

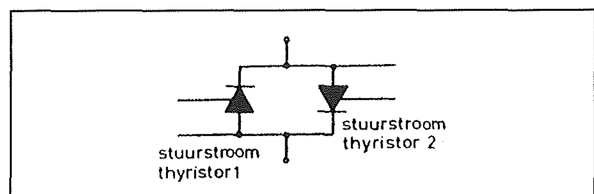
Deze spanning wordt namelijk regelmatig nul en de schakelaar gaat weer dicht tot de volgende stuurpuls komt. Een dergelijk elektronisch onderdeel is de thyristor. Men noemt een thyristor ook wel eens een gestuurde gelijkrichter omdat er maar in één richting stroom kan lopen. We tekenen hem dan ook als een diode met een extra aansluiting, de gate of de poort. Als er positieve spanning op de anode komt blijft de thyristor gesperd tot we een stroomstoot in de gate sturen. Deze stroom komt de kathode weer uit. Als deze stroom voldoende groot is, zal de thyristor geleiden en blijven geleiden, ook al nemen we de stroom van de gate weg. De stroom door de thyristor gaat naar nul als er geen spanning meer tussen anode en kathode staat. In tegengestelde richting laat de thyristor geen stroom door, welke stroom we ook in de gate sturen.
In het Engels wordt een thyristor dan ook altijd met de naam "SCR" aangeduid, hetgeen "silicon controled rectifier" betekent, of in goed Nederlands "stuurbare silicium gelijkrichter".

In figuur 3/10.8-5 zijn het symbool en de aansluitgegevens van een paar standaard klein vermogen thyristoren verzameld.



Figuur 3/10.8-5: Het symbool en de standaard aansluiting van thyristoren.

Het nadeel dat een thyristor in één richting stroom doorlaat is gemakkelijk te ondervangen door twee thyristoren anti-parallel te zetten zoals voorgesteld in figuur 3/10.8-6. Leuk is anders, want het kost twee thyristoren en twee stuurschakelingen. Tóch treft men de anti-parallel schakeling van figuur 3/10.8-6 nog vaak aan, zeker als het er op aan komt zeer grote wisselstromen te schakelen.

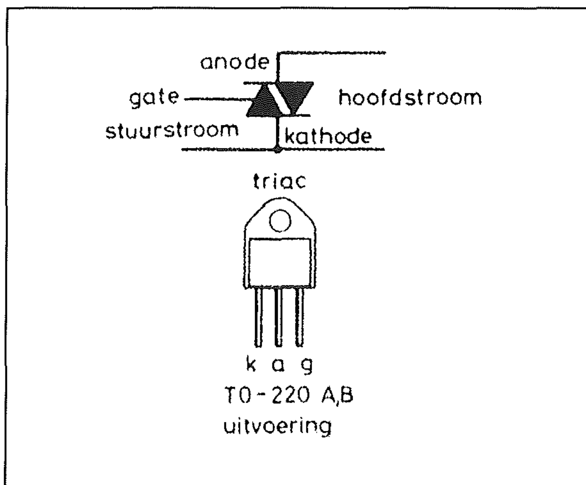


Figuur 3/10.8-6: Het anti-parallel schakelen van twee thyristoren voor het schakelen van wisselstromen.

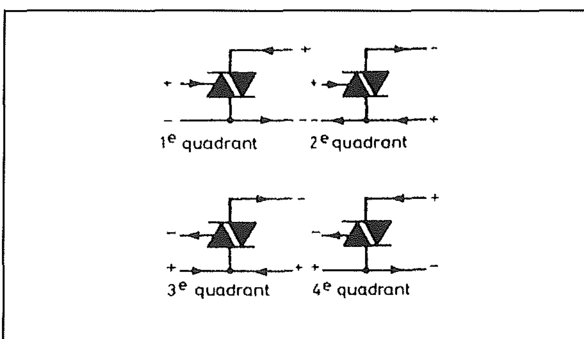
De triac lost alle problemen op
Daarom kwam er al snel een nieuw type thyristor, die in twee richtingen stroom

10.8 Schakelingen met thyristoren en triac's

doorlaat. Deze thyristor heet dan "triac", zie figuur 3/10.8-7. Over het algemeen moeten we een stroom in de gate sturen om stroom van anode naar kathode en een stroom uit de gate halen om de stroom van kathode naar anode te laten lopen. De meeste triac's zullen echter zowel van kathode naar anode als van anode naar kathode kunnen geleiden, ongeacht of we een stroom in of uit de gate laten lopen.



Figuur 3/10.8-7: Schema en aansluitgegevens van triac's.

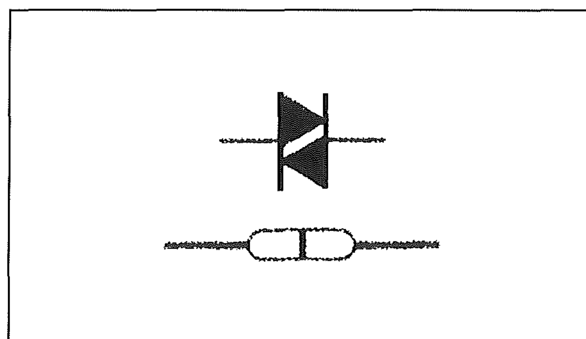


Figuur 3/10.8-8: De vier quadrant werking van triac's.

Triac's die een positieve stuurstroom nodig hebben bij een positieve anodespanning en die een negatieve stuurstroom bij een negatieve anodespanning ten opzichte van de kathode noemen we "twee-quadrant" triac's. Triac's die met beide stuurstromen in beide richtingen gaan geleiden, noemen we "vier-quadrant" triac's. Een en ander is overzichtelijk voorgesteld in figuur 3/10.8-8.

De diac maakt het spel compleet

Rest ons nog de vraag hoe we een thyristor of triac kunnen aansturen. Daarvoor is een stroom nodig van ongeveer 2 mA tot 30 mA, die maar heel kort aanwezig hoeft te zijn. Omdat de gate zich als diode gedraagt, komt er ongeveer 1 V over te staan. Zo'n stroomstoot kunnen we uit een condensator halen. Natuurlijk rijst dan de vraag hoe we de condensator op het juiste moment kunnen ontladen. Daarvoor bestaan er diac's, zie figuur 3/10.8-9. Een diac is een diode die in beide richtingen spert. Zodra de spanning over de diac boven een vaste waarde komt, gaat de diac lawine-achtig geleiden. De restspanning over de diac is veel lager dan de doorslagspanning. De diac's die we in de winkel kopen, hebben een doorslagspanning van 32 V met een restspanning van ongeveer 5 V. Zodra er geen stroom meer door een diac loopt, houdt het geleiden op en spert hij tot de doorslagspanning weer wordt bereikt.



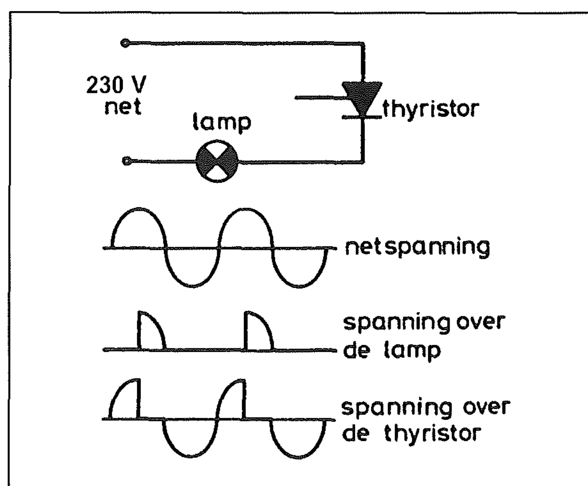
Figuur 3/10.8-9: De diac is een handig onderdeel voor het sturen van thyristoren en triac's.

10.8 Schakelingen met thyristoren en triac's

Dimmers

Inleiding

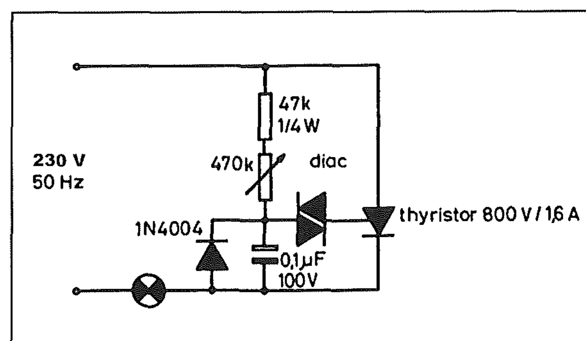
De meest bekende toepassing van de thyristor en de triac is de lichtregeling. We kunnen de sterkte van een lamp ook met een regelbare weerstand regelen, maar zo'n weerstand wordt dan erg groot, terwijl er veel vermogen verloren gaat. Zolang een thyristor of triac niet in geleiding is, loopt er geen stroom en gaat er geen vermogen verloren. Komt de triac of thyristor in geleiding, dan blijft er maar weinig spanning over staan en komt al het vermogen in de lamp terecht. Om het vermogen te regelen moeten we de tijd dat de stroom loopt verkorten en daarmee verminderen we het gemiddelde vermogen. Het basisprincipe van iedere dimmerregeling is voorgesteld in figuur 3/10.8-10.



Figuur 3/10.8-10: Het basisprincipe van de "fase aansnij besturing".

Wanneer de wisselspanning stijgt staat de thyristor dicht en loopt er geen stroom. We wachten een tijdje en zetten dan de thyristor open. Over de lamp komt dus een stukje van de netsinus te staan. Wanneer de netsinus door nul gaat, houdt de stroom vanzelf op en gaat de thyristor ook weer dicht.

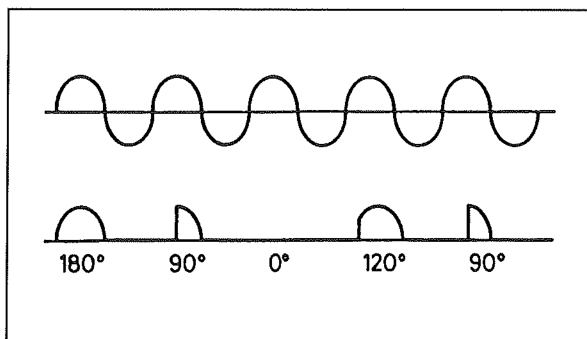
De basisschakeling van een dimmer
Dat vertraagd inschakelen kunnen we doen door een condensator op te laden. Het basisschema van zo'n eenvoudige dimmer is getekend in figuur 3/10.8-11.



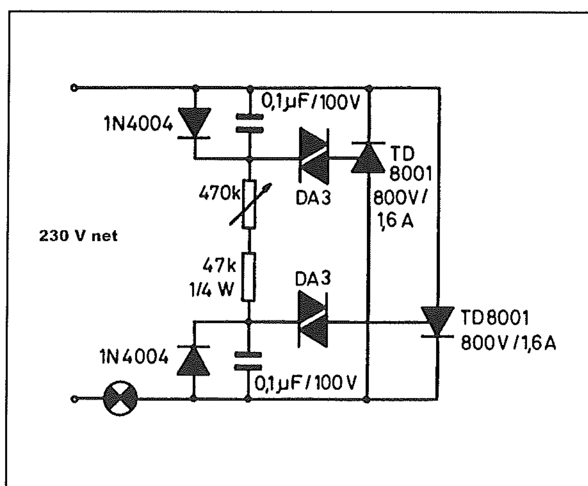
Figuur 3/10.8-11: Het basisschema van iedere dimmer.

Tijdens het opladen van de condensator via de twee weerstanden stijgt de spanning over de condensator langzaam tot de 32 V doorslagspanning van de diac is bereikt. De condensator ontlaadt zich via de diac en de gate van de thyristor en dit onderdeel wordt ontstoken. De oplaadtijd van de condensator kunnen we veranderingen door de oplaadweerstand te wijzigen. Met een potentiometer kunnen we het stukje van de sinus dat we doorlaten regelen. De lengte van het doorgelaten stukje sinus noemen we de "geleidingshoek". Een halve sinus geleiding geeft dus een geleidingshoek van 180 graden. Een kwart sinus komt overeen met een geleidingshoek van 90 graden en helemaal geen geleiding geeft een geleidingshoek van 0 graden. Een en ander is grafisch voorgesteld in figuur 3/10.8-12.
Wanneer de netsinus negatief wordt, zal de thyristor altijd sperren. Van deze ne-

gatieve spanning maken we dan gebruik om via de weerstand de condensator weer mooi op 0 V terug te zetten. Om nu te voorkomen dat het ontladen van de condensator te ver gaat en de spanning negatief wordt, zetten we een diode over de condensator. Zodra de spanning negatief wil worden komt de diode in geleiding.



Figuur 3/10.8-12: Het begrip "geleidingshoek" grafisch toegelicht.



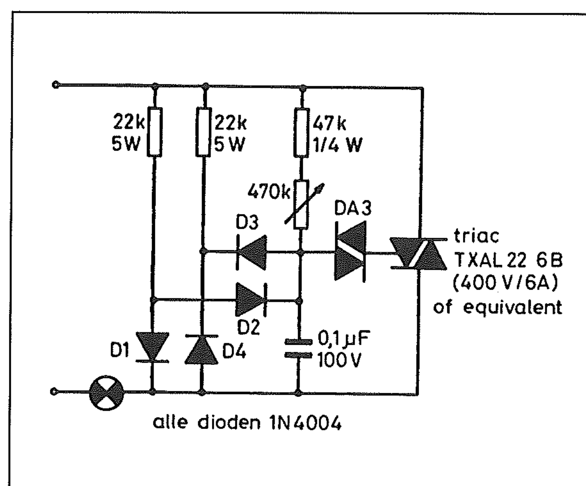
Figuur 3/10.8-13: Twee anti-parallel geschakelde thyristoren zorgen voor een maximale vermogensregeling.

Anti-parallel schakeling

Het is natuurlijk jammer dat een dergelijke schakeling alleen maar de helft van de netsinus regelt, de andere helft komt niet aan bod. Onze lamp zal maximaal op halve kracht branden. Die halve kracht lijkt voor ons oog echter zeker 70 %, maar als we meer willen moeten we een tweede thyristorschakeling antiparallel over de eerste plaatsen, zie figuur 3/10.8-13. Dit werkt uitstekend, maar het is duurder dan een uitvoering met een triac.

Dimmen met een triac

Omdat een triac maar één gate heeft, moeten we de condensator bij de positieve sinus positief opladen en bij de negatieve sinus negatief. Helaas is aan het einde van de sinus de condensator nooit leeg want de restspanning van de diac is ook de restspanning van de condensator. We moeten de condensator eerst leeg maken voordat we weer met opladen kunnen beginnen. Doen we dat niet dan is de condensator te vlug of te langzaam vol, met als gevolg dat de zaak bij kleine geleidingshoeken, dus zwakke lichtsterktes gaat flikkeren, of niet werk.



Figuur 3/10.8-14: Het basisschema van een dimmer met triac.

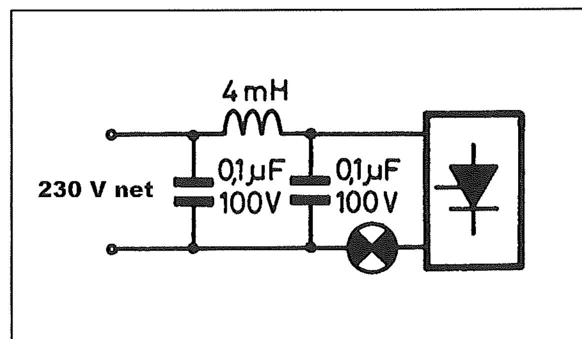
Een euvel dat erg veel goedkope dimmers, ingebouwd in armaturen, verto-

10.8 Schakelingen met thyristoren en triac's

nen! Met vier dioden en twee weerstanden is deze zaak echter wel te regelen. Het basisschema van een triac-dimmer is voorgesteld in figuur 3/10.8-14.
Als de spanning positief wordt, komt diode D1 in geleiding via de weerstand van 22 kΩ. Als de condensator nog negatief zou zijn, wordt hij snel via diode D2 op nul gezet. Daarna laadt hij zich via de potentiometer weer op. Deze spanning kan niet weg want diode D2 gaat sperren en diode D3 zit via de andere weerstand aan de positieve spanning en blokkeert. Hetzelfde verhaal vinden we, maar dan negatief, voor de negatieve sinus. De hele zaak regelt dus prachtig van nul tot maximum.
Het schema van figuur 3/10.8-14 is een professioneel regelende dimmerschakeling die u in de plaats van al die happende en haperende dimmers in lampen kunt inzetten.

Opmerking
Probeer aan deze schakeling echter geen stofzuigers, koffiemolens en andere apparaten met elektromotoren te hangen, want daarin zitten ontstoringscondensatoren. Zo'n condensator wordt, als de thyristor of triac inschakelt, opeens opgeladen. Daarbij gaat een hele grote stroom lopen waar de triac niet tegen.

Ontstoring
Als een thyristor of triac inschakelt, begint de stroom plotseling te lopen. Zo'n plotselinge verandering geeft op het lichtnet een storing. Wettelijk mogen thyristorschakelingen dan ook niet meer dan 400 W en triacschakelingen niet meer dan 700 W sturen en moeten goed ontstoord worden. Zo'n ontstoring is ook wel zelf te maken. Daartoe dienen twee speciale ontstoorcondensatoren van 0,1 μF en een spoel van 4 mH, zie figuur 3/10.8-15. Die spoel van ongeveer 4 mH is een spoel die ook in luidspreker wisselfilters wordt gebruikt. Wie zo'n spoel zelf wil maken, moet op een ferrietstaafje van 10 cm lengte netjes 0,5 mm emaille wikkeldraad opwikkelen tot de dikte van het geheel ongeveer 3 cm is. Dat gaat alleen mooi als u aan de zijkanten twee flenzen vastzet en af en toe tussen de lagen een dun laagje isolatiepapier aanbrengt.



Figuur 3/10.8-15: Een eenvoudig, maar effectief ontstoornetwerkje.

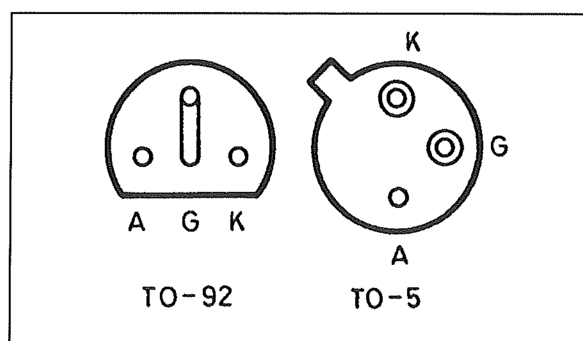
Belangrijke opmerkingen
Aangezien de besproken schakelingen rechtstreeks met het lichtnet zijn verbonden, moet de schakeling in een geïsoleerd kastje zitten en een potentiometer met geïsoleerde as worden gebruikt. Trek altijd de stekker uit de wandcontactdoos als u iets wilt veranderen. 230 V wordt, zodra men er thyristoren en triac's op aansluit, veel gevaarlijker.
Bij kleine vermogens behoeft de thyristor of triac niet gekoeld te worden. Bij vermogens van meer dan 500 W wordt dat toch wel noodzakelijk. Omdat het huis van de thyristor of triac meestal met de anode is verbonden, komt de koelplaat onder spanning te staan. Zetten we de thyristor of triac op een metalen

plaatje vast, dan mag dit plaatje nooit aangeraakt kunnen worden als de zaak in werking is. Het beste kunt u de thyristor of triac en een klein koelplaatje op het printje vastzetten met een schroefje. Dat geeft voor gewoon gebruik al voldoende koeling.

Overige toepassingen

Inleiding
De meeste hobbyisten denken dat thyristoren en triac's alleen kunnen worden toegepast voor het schakelen van de netspanning. Niets is echter minder waar! Een thyristor is niet alleen een schakelaar, maar ook een eenvoudige uitvoering van een bistabiel element, net zoals een flip-flop.
Zo 'n stuurbare diode is immers in staat het aanleggen van een korte stuurpuls op de gate te onthouden. Het element gaat dan geleiden en deze geleidende toestand blijft bestaan tot een of andere nieuwe actie plaats vindt.
Dank zij deze eigenschap kan de thyristor worden gebruikt op tal van plaatsen waar men, gewoontegetrouw en gedachtenloos, een flip-flop wil inschakelen. Dat het toepassen van laagvermogen thyristoren vaak tot een aanzienlijke vereenvoudiging van een schakeling kan leiden, willen wij in de rest van dit hoofdstuk aantonen.

Geschikte thyristoren
Meestal denkt men bij het woord thyristor aan vrij fors gebouwde onderdelen, die geen moeite hebben met het verwerken van stromen van tientallen A en bestand zijn tegen spanningen van minstens 400 V. Deze onderdelen zijn uitstekend geschikt voor het bevolken van de reeds beschreven lichtdimmers, maar zijn veel te grof van karakter voor het fijnere werk, waarover we het in deze paragraaf gaan hebben. Gelukkig bieden de meeste fabrikanten een paar subtielere thyristoren aan, voor prijzen van nog geen euro.
De eerste reeks is een telg uit de Motorola familie en is opgebouwd uit drie vrijwel identieke broers: 2N5060, 2N5061 en 2N5062. Wie ze voor het eerst ontmoet zou denken met gewone plastic signaaltransistoren kennis gemaakt te hebben. Alleen de benaming van de drie pootjes van de TO-92 behuizing onthult de ware identiteit van dit triumviraat: thyristoren, wel wis en waarachtig! Zoals figuur 3/10.8-16 te kennen geeft, staat de gate in het midden. Soms op één lijn met anode en kathode, soms in een driehoeksverhouding.



Figuur 3/10.8-16: De aansluitgegevens van de toegepaste laagvermogen thyristoren.

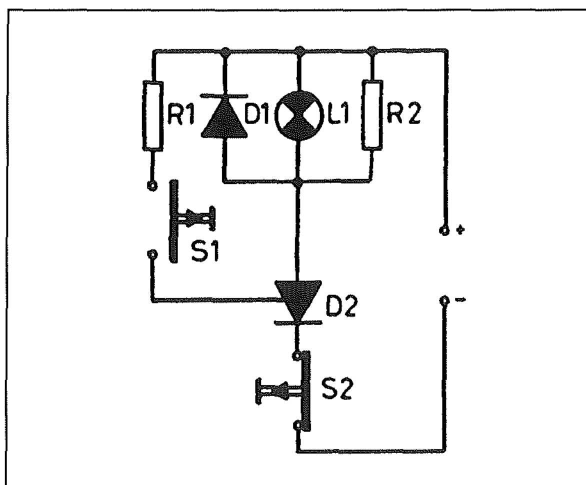
De drie broers onderscheiden zich alleen in de maximaal te torsen spanning: 30 V voor de 2N5060 tot 100 V voor de 2N5062. De thyristoren gaan geleiden bij een gatestroom van minimaal 0,2 mA, waarbij de anode/kathode-stroom tot 0,8 A mag oplopen.
De tweede reeks spruit voort uit het Texas-geslacht: TIC44 tot en met TIC47. Uiterlijk zijn ze volledig identiek aan de

10.8 Schakelingen met thyristoren en triac's

2N... exemplaren en hun elektrische eigenschappen wijken overigens ook niet zoveel af. De maximale stroom bedraagt 0,6 A en de sperspanning varieert tussen 30 V en 200 V, oplopend met het typenummer. Ook hier is de minimale gatestroom voor probleemloos ontsteken gelijk aan 0,2 mA.

Het basisschema

Het basisschema van de thyristor als bistabiel element is getekend in figuur 3/10.8-17. De stuurbare diode wordt gevoed uit een gelijkspanning. De gate is verbonden met de positieve aansluiting van de voedingsspanning, via de weerstand R1 en de drukschakelaar S1.



Figuur 3/10.8-17: Op deze manier wordt een thyristor bruikbaar als geheugenelement.

Wordt deze schakelaar bekrachtigd, dan zal er een stroom in de gate vloeien, waardoor de thyristor gaat geleiden. De belasting, in dit voorbeeldje een gloeilampje L1, wordt met de voedingsspanning verbonden. Als de stroom door deze belasting groter is dan de zogenaamde houdstroom van de thyristor, dan zal deze toestand ook na het wegvallen van de stuurstroom in de gate blijven bestaan. Hieruit volgt een belangrijke ontwerpeis voor dit soort schakelingen: de belastingsstroom moet steeds groter zijn dan de houdstroom, zoniet is er van een bistabiele werking geen sprake. Vandaar dat in het schema van figuur 3/10.8-17 een weerstand R2 parallel aan de belasting is getekend. Deze is noodzakelijk als de hoofdbelasting minder dan 10 mA verbruikt, zoals bijvoorbeeld bij een miniatuurzoemertje. De diode D1 is alleen noodzakelijk als de belasting reactief is, bij relais en motoren dus. Deze diode sluit de bij het uitschakelen van de thyristor optredende tegenspanningen kort.

Voor het uitschakelen van het systeem drukt men de drukschakelaar S2 in. De stroomkring wordt onderbroken, zodat de thyristor spert. Ook deze toestand is stabiel, wat wil zeggen dat de belasting slechts door het opnieuw indrukken van S1 kan worden ingeschakeld.

Een alternatieve schakeling

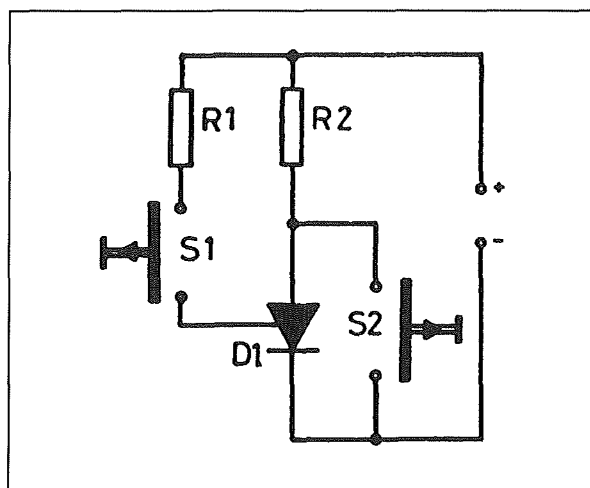
Uit het schema blijkt dat de drukschakelaar S2 normaal gesloten is. Dat is niet zo leuk, want deze schakelaars zijn vrij zeldzaam. Vandaar dat in figuur 3/10.8-18 een alternatief schema is getekend, waarbij ook het uitschakelen van de belasting door middel van een normaal open schakelaar kan gebeuren. Deze schakelaar staat nu niet in serie met de thyristor, maar parallel.

Als men deze schakelaar bedient zal de belastingsstroom door de gesloten schakelaar afvloeien naar massa. De thyristor wordt stroomloos en spert.

Het nadeel van deze schakeling is dat de belasting eerst stroomloos wordt na het loslaten van schakelaar S2. Dlt is niet erg elegant, want meestal gaat men er te-

10.8 Schakelingen met thyristoren en triac's

recht van uit dat een schakeling reageert op het indrukken van een schakelaar en niet op het weer loslaten van een bedieningsknop.

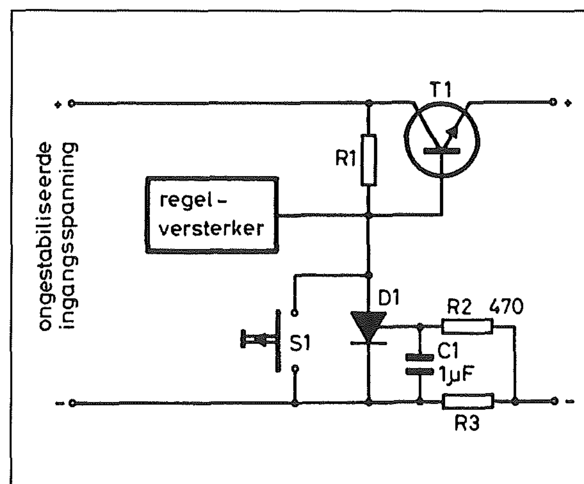


Figuur 3/10.8-18: In dit schema wordt gewerkt met twee normaal open drukschakelaars.

Elektronische zekering

Een rechtstreekse toepassing van het basisschema is de in figuur 3/10.8-19 getekende elektronische zekering, gebruikt voor de beveiliging van een gestabiliseerde voeding. Transistor T1 is de regeltransistor van de voeding, die het verschil tussen de ongestabiliseerde ingangsspanning en de gestabiliseerde uitgangsspanning voor zijn rekening neemt. Deze halfgeleider wordt gestuurd uit de regelversterker. Tussen de min van de ingang en de min van de uitgang is een kleine weerstand R3 opgenomen. Het zal duidelijk zijn dat de totale belastingsstroom van de voeding door dit onderdeel vloeit.

Uit de wet van Ohm volgt dat de spanningsval over deze weerstand recht evenredig is met de stroom. Kiest men voor R3 bijvoorbeeld een waarde van 1 Ω, dan zal er per 100 mA belastingsstroom een spanning van 0,1 V over dit onderdeel vallen.



Figuur 3/10.8-19: In deze toepassing schakelt de bistabiele thyristor een voeding uit.

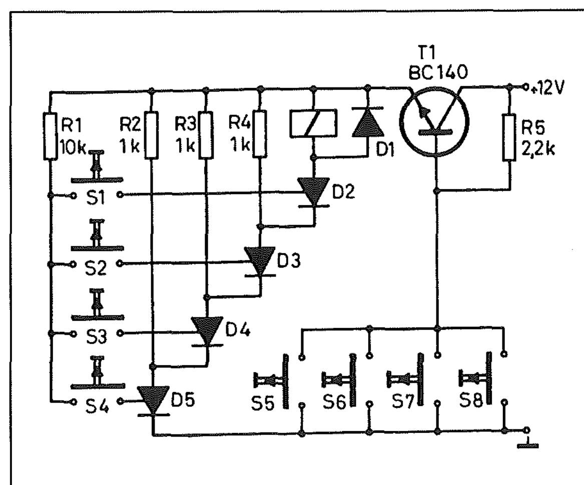
De kathode en de gate van de thyristor D1 zijn over deze stroomsensor weerstand geschakeld. Stijgt de uitgangsstroom van de voeding boven de toegelaten waarde dan zal, bij een juiste keuze van R3, de thyristor in geleiding worden gestuurd door de spanningsval over deze weerstand. De basis van de regeltransistor wordt bijgevolg met de massa verbonden, zodat de uitgangsspanning van de voeding nul wordt. De thyristor blijft geleiden, omdat hij via weerstand R1, de uitgangsweerstand van de regelversterker, met de ongestabiliseerde spanning verbonden is. Ook na het wegvallen van de kortsluiting of de te zware belasting van de voeding blijft de uitgangsspanning nul.

Door het indrukken van de reset drukknop S1 kan men de uitgangsspanning van de voeding herstellen. De thyristor wordt dan immers even overbrugd, de stroom door het onderdeel wordt nul en de stuurbare diode gaat sperren.

10.8 Schakelingen met thyristoren en triac's

Weerstand R2 en condensator C1 vormen een vertragend netwerkje. Als deze onderdelen er niet waren, zou de elektronische zekering reeds aanspreken op de zeer korte oplaadpiekstroom van een op de voeding aangesloten elco. Deze korte stroompiekjes vloeien nu echter niet in de gate, maar worden door de elco afgeleid naar de massa.
Het zal duidelijk zijn dat de stroomwaarde, waarop de zekering aanspreekt, wordt bepaald door de waarde van de weerstand R3. Over het algemeen kan men stellen dat de thyristor gaat geleiden als er over R3 een spanning van 0,7 V ontstaat. Uit de wet van Ohm kan men dus voor iedere aanspreekstroom een geschikte weerstandswaarde berekenen.
Een voorbeeldje. Stel dat men een voeding heeft gebouwd, die een stroom van 2 A kan leveren. De in te bouwen elektronische zekering moet dan aanspreken bij 2,2 A. De wet van Ohm stelt dat de waarde van een weerstand gelijk is aan de spanningsval over de weerstand gedeeld door de stroom door de weerstand. De spanningsval is bekend, namelijk 0,7 V. In dit specifieke voorbeeld is de stroom 2,2 A, zodat de waarde van R3 gelijk is aan 0,7 gedeeld door 2,2 dus 0,32 Ω. Uiteraard kiezen we dan voor een standaard 0,33 Ω weerstand.

Elektronisch slot
U kent het principe van een elektronisch slot wel. Alleen als een bepaald aantal schakelaartjes uit een veld in de juiste volgorde wordt ingedrukt gaat een elektromechanisch slot open. In de loop der tijden zijn verschillende schakelingen ontwikkeld. De meeste schema's zijn digitaal en vergen vrij veel IC's. Met de genoemde thyristoren kan op een zeer eenvoudige manier hetzelfde worden gerealiseerd. Kijk maar naar figuur 3/10.8-20, waar de volledige schakeling van een elektronisch slot met vier valse en vier echte druktoetsen is getekend. Als u het ooit nog eenvoudiger heeft gezien, mag u het zeggen!



Figuur 3/10.8-20: Een elektronisch slot met vier als bistabiele elementen toegepaste thyristoren.

De werking is als volgt. De acht drukknoppen S1 tot en met S8 zijn gemonteerd op een bedieningspaneeltje. Iedere knop heeft een cijfer- of lettersymbool. De schakeling reageert op het achter elkaar en in de juiste volgorde indrukken van de schakelaars S4, S3, S2 en S1.

Duwt men tussen de bedrijven door op een van de overige schakelaars, dan reset de schakeling en moet men opnieuw beginnen. Bij het aanschakelen van de voedingsspanning zal transistor T1 gaan geleiden. De basis is immers door middel van weerstand R5 met de +12 V verbonden. De rest van de schakeling ontvangt zodoende een spanning van ongeveer 11,4 V van de emitter van T1. De vier thyristoren sperren. De kathoden van D2,

10.8 Schakelingen met thyristoren en triac's

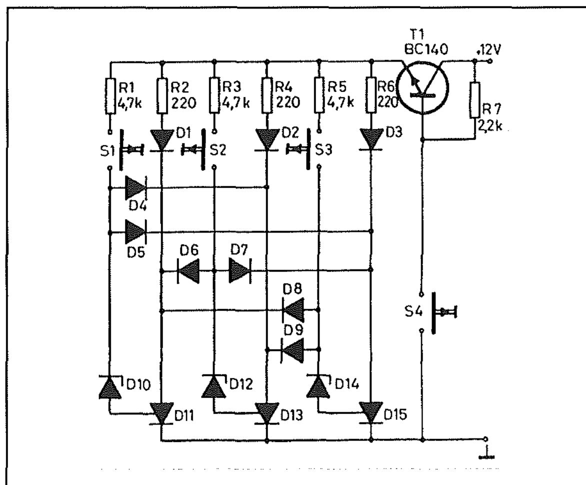
D3 en D4 zijn via de weerstanden R4, R3 en R2 met de positieve spanning verbonden, zodat er geen spanningsverschil ontstaat tussen anoden en kathoden. Het indrukken van de schakelaars S1, S2 en S3 heeft geen invloed op de schakeling. Er kan immers geen stroom vloeien in de gates van de genoemde thyristoren, omdat er geen spanningsverschil tussen gate en kathode aanwezig is. Het bedienen van S4 heeft wel gevolgen. De thyristor D5 gaat dan geleiden, zodat de anode van dit onderdeel met de massa wordt verbonden. De kathode van D4 is rechtstreeks verbonden met de anode van D5, zodat ook dit onderdeel naar massa gaat. Hetgeen tot gevolg heeft dat D4 gaat geleiden als S3 wordt ingedrukt. Er kan nu wel stroom vloeien van gate naar kathode. Het in geleiding komen van D4 heeft weer tot gevolg dat de kathode van D3 met de massa wordt verbonden, zodat deze thyristor gaat geleiden als S2 wordt gestreeld.
Afijn, u begrijpt het al. Het in geleiding komen van één thyristor heeft tot gevolg dat men de volgende uit het rijtje in geleiding kan sturen door het indrukken van zijn specifieke drukknop. Nadat men achtereenvolgens D5, D4 en D3 heeft gestuurd kan men door het bedienen van S1 uiteindelijk ook thyristor D2 sluiten. Het relais Ry1 van het elektromechanische slot wordt met de voeding verbonden, zodat het slot zich opent.
Als men een van de schakelaars S5 tot en met S8 indrukt, wordt de basis van de transistor T1 verbonden met massa. De halfgeleider spert, zodat de voedingsspanning voor de schakeling verdwijnt. Eventueel reeds geleidende thyristoren gaan dan onmiddellijk sperren zodat de cyclus vanaf de start moet worden hernieuwd.

Uitbreiden
In principe kan men deze schakeling tot in het oneindige uitbreiden. Wel enige opmerkingen. In de eerste plaats loopt de volledige voedingsstroom door de eerste thyristor D5. Het uitbouwen van de schakeling met extra trappen heeft als consequentie dat de stroom door deze thyristor toeneemt. Ook het verbruik van de schakeling gaat dan aanmerkelijk stijgen. Met de belastingsweerstanden 1 kΩ neemt de stroomopname toe met 12 mA per extra trap. In de tweede plaats is het niet helemaal terecht als gesteld wordt dat de diverse kathoden steeds met de massa worden doorverbonden. Over een geleidende thyristor valt namelijk een spanning van ongeveer 0,6 V. De geleidende thyristoren staan in serie, wat tot gevolg heeft dat het spanningsverschil tussen de voedingsspanning en de kathode van de laatst ingeschakelde thyristor steeds kleiner wordt. Na een bepaald aantal trappen wordt dit spanningsverschil zo klein, dat de gate van de volgende te ontsteken thyristor niet voldoende stroom uit de voeding kan halen. Bovendien wordt de voor het relais ter beschikking staande spanning ook steeds kleiner.

Elektronische quizmaster
Een bijna dagelijks ritueel op TV. Drie kandidaten zitten gespannen met de hand bij de knop. Een populair iemand leest een bij voorkeur zo stompzinnig mogelijke vraag voor. Wie het antwoord weet moet op zijn of haar knop drukken. De aard der vragen brengt met zich mee dat de gemiddelde Nederlandse TV-quiz niet wordt gewonnen door de slimste deelnemer/ster, maar door diegene die het snelst op zijn of haar knopje kan drukken. Hij of zij krijgt immers een

10.8 Schakelingen met thyristoren en triac's

brandend lampje cadeau en mag het antwoord op de vraag in de microfoon lispelen.
Zo'n "wie drukt het snelst" schakeling kan uiteraard ook nuttig zijn voor spelletjes in de huiskamer, zeker als dat tot gevolg heeft dat de TV wordt uitgeschakeld op momenten dat het fatsoen daarom vraagt. Met thyristoren als geheugenelementen is een elektronische quizmaster in een half uurtje opgebouwd.
Een voorbeeld is getekend in figuur 3/10.8-21.



Figuur 3/10.8-21: Een elektronische quizmaster met bistabiel geschakelde thyristoren.

Drie thyristoren D11, D13 en D15 hebben een LED (D1, D2, D3) met voorschakelweerstand als belasting. De gates worden op de gebruikelijke manier gestuurd via een weerstand en een drukknop. Zonder de dioden D4 tot en met D9 zou iedere drukknop zijn thyristor kunnen inschakelen, onafhankelijk van elkaar. De dioden vormen echter een blokkeerschakeling, die er voor zorgt dat slechts één thyristor in geleiding kan worden gestuurd en wel die waarvan de drukknop het eerst wordt ingedrukt.

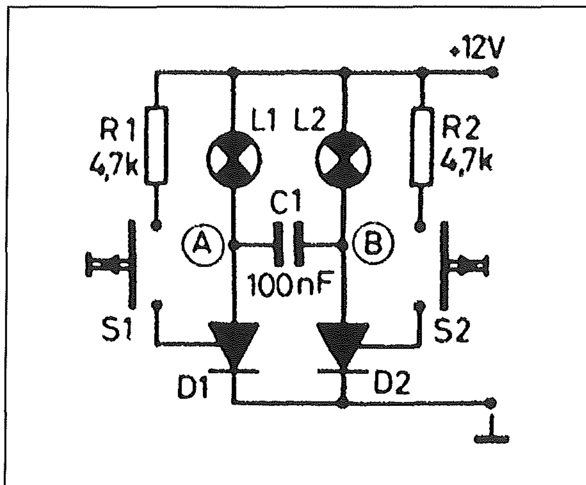
Stel dat S2 wordt bediend. Er vloeit via weerstand R3 stroom in de gate van thyristor D13, zodat deze gaat geleiden. De LED D2 gaat branden. De spanning op de anode van de thyristor wordt laag, om precies te zijn 0,6 V.
Stel dat men vervolgens D1 indrukt. De stroom die door weerstand R1 gaat vloeien kan niet doordringen tot de gate van de eerste thyristor D11. De diode D4 gaat immers geleiden, want de anode van dit onderdeel staat op een spanning van 0,6 V, dank zij de reeds geleidende thyristor D13. Op het onderste contact van S1 staat bijgevolg een spanning van 1,2 V, de som van de spanningen over D4 en D13. Deze spanning wordt aangeboden aan de serieschakeling van de zenerdiode D10 en de gate van D11. De doorslagspanning van de zener is echter 2,7 V, zodat deze lage spanning niet wordt doorgelaten en thyristor D11 niet wordt gestuurd.
Hetzelfde verhaal geldt voor de derde thyristor D15. Ook hier zal de stuurstroom voor de gate afvloeien naar de massa via de dioden D9 en D13.
Het spel kan gereset worden door de knop S4 even in te drukken. Transistor T1 spert, zodat de voedingsspanning verdwijnt en de geleidende transistor overgaat naar sperren.
Het zal duidelijk zijn dat ook deze schakeling is uit te breiden, zij het dat het noodzakelijke aantal dioden fors toeneemt.

Wissellicht schakeling

Tot slot van deze ongebruikelijke toepassingen van thyristoren een wissellicht schakeling, die bijvoorbeeld in de modelbouw erg bruikbaar kan zijn. Figuur 3/10.8-22 geeft het schema. Twee thyristoren D1 en D2 sturen ieder een lampje,

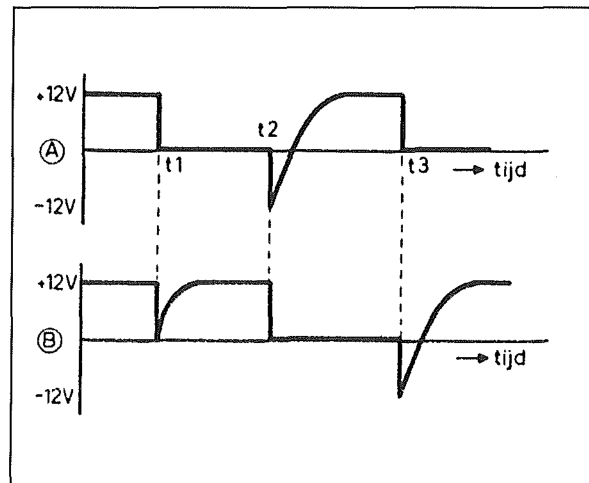
10.8 Schakelingen met thyristoren en triac's

L1 en L2. De bedoeling is dat beide lampen nooit gelijktijdig kunnen branden. Als L1 brandt en men drukt op schakelaar S2, dan moet L2 gaan branden en zijn soortgenoot L1 doven.



Figuur 3/10.8-22: De wissellicht schakeling.

Het onderdeel dat verantwoordelijk is voor het wisseleffect is de condensator C1. Deze is geschakeld tussen de beide anoden van de thyristoren. Om de werking van de schakeling te begrijpen moeten we ons voor de geest halen dat een condensator een kortsluiting vormt voor spanningssprongen. Als we aan één plaat van een condensator een snelle spanningssprong van bijvoorbeeld 0 V naar +12 V aanleggen, dan vinden we deze sprong terug op de tweede plaat.
Aan de hand van de grafieken van figuur 3/10.8-23 wordt de werking snel duidelijk. In deze grafieken zijn de spanningen op de punten A en B getekend, dus de signalen op de anoden van de thyristoren. Vóór tijdstip t1 sperren de thyristoren, de spanningen op A en B zijn gelijk aan de voedingsspanning van +12 V. Op tijdstip t1 drukt men op schakelaar S1. Thyristor D1 gaat geleiden zodat lampje L1 gaat branden en de spanning op punt A naar 0 gaat. Deze plotse spanningsdaling wordt door de condensator doorgekoppeld naar punt B. Op tijdstip t1 wordt dus ook de spanning op de anode van D2 even nul. Deze anode is echter door middel van het lampje L2 verbonden met de positieve voedingsspanning. Vandaar dat deze negatieve sprong slechts even aanwezig blijft. Het teveel aan elektronen vloeit dadelijk af naar de voedingsspanning en punt B is weer op het stabiele potentiaal van +12 V.



Figuur 3/10.8-23: De spanningsvormen in de schakeling van figuur 3/10.8-22.

Op tijdstip t2 drukken we op schakelaar S2. De thyristor D2 wordt in geleiding gestuurd, lampje L2 gaat branden en de anode van D2 gaat naar nul. Op punt B ontstaat een negatieve spanningssprong van +12 V naar 0 V. Ook deze spanningssprong wordt door de condensator doorgekoppeld naar punt A. Dat punt voert echter een potentiaal van 0 V, vanwege het geleiden van D1. Op tijdstip t2 wordt punt A dus even gelijk aan -12 V. Dat vindt thyristor D1 niet zo leuk. Zijn anode wordt negatief ten opzichte van de kathode, zodat de diode gaat sperren.

10.8 Schakelingen met thyristoren en triac's

Lampje L1 dooft.
Conclusie: door het drukken op schakelaar S2 zal L1 doven en L2 gaan branden. Op tijdstip t3 drukt men op schakelaar S1, waardoor L1 gaat branden en zijn soortgenoot L2 dooft. De oorzaak is duidelijk.

Door het in geleiding komen van D1 ontstaat een negatieve spanningssprong op punt A. Deze wordt door de condensator doorgekoppeld naar punt B, waardoor de tweede thyristor een negatieve puls op zijn anode te verwerken krijgt. Deze halfgeleider gaat onmiddellijk sperren.

10.8 Schakelingen met thyristoren en triac's